2. erweiterte Auflage

P. F. VAN ELDIK UND Dipl.-Ing. P. CORNELIUS

# TRANSFORMATOREN, DROSSELN, TRANSDUKTOREN UND STREUFELD-TRANSFORMATOREN

ANLEITUNG ZUM ENTWURF VON TRANSFORMATOREN UND ANDEREN WECHSELSTROMSPULEN MIT EISENKERN

PHILIPS TECHNISCHE BIBLIOTHEK

## TRANSFORMATOREN, DROSSELN, TRANSDUKTOREN UND STREUFELD-TRANSFORMATOREN

Dieses Buch ist als Anleitung zum Entwurf von Transformatoren und anderen Wechselstromspulen mit Eisenkern gedacht. Es soll dem Leser einen Einblick in den Zusammenhang der wesentlichen Faktoren vermitteln und dadurch die optimale Berechnung von Eisenkernspulen ermöglichen.

Um dies zu erreichen, wird das magnetische Wechselfeld in einfacher und plastischer Weise als eine elektrische Strom-Spannungs-Erscheinung beschrieben. Indem man die Wechselspannungen und -ströme von Eisenkernspulen auf Länge, Querschnitt, Volumen und Frequenz des magnetischen Wechselfeldes bezieht, gelangt man durch einige grundlegende Gedankenexperimente zu den Begriffen „spezifische Windungsspannung" und „spezifische Stromwindung". Diese neuen Feldgrößen stehen im Mittelpunkt des vorliegenden Buches.
Wesentlicher Bestandteil der Berechnungsmethode ist, daß der Konstrukteur zunächst die für das Einheitsvolumen des Eisens, des Luftspaltes und des Leiters zulässigen Belastungen gegenseitig in Beziehung setzt und erst daraus die endgültigen Abmessungen seiner Konstruktion erhält.
Von noch größerer Bedeutung ist es jedoch, daß bei dieser Betrachtungsweise zum vollen Verständnis des magnetischen Wechselfeldes keine höhere Mathematik erforderlich ist.

Neben einigen wertvollen praktischen Hinweisen wird der Leser mit dem magnetischen Wechselfeld vertraut gemacht.

# TRANSFORMATOREN, DROSSELN, TRANSDUKTOREN UND STREUFELDTRANSFORMATOREN

# TRANSFORMATOREN, DROSSELN, TRANSDUKTOREN UND STREUFELDTRANSFORMATOREN

Anleitung zum Entwurf von Transformatoren und anderen WECHSELSTROMSPULEN MIT EISENKERN

von

P. F. VAN ELDIK

und

Dipl.-Ing. P. CORNELIUS

2. erweiterte Auflage

1964

PHILIPS TECHNISCHE BIBLIOTHEK

Übersetzt aus dem Niederländischen ins Deutsche von E. Bielefeld, Eindhoven

In der Philips Technischen Bibliothek auch Ausgaben dieses Buches in französischer, englischer, spanischer und niederländischer Sprache

Es enthält 87 Seiten und 29 Abbildungen

DK 621.314.21:621.318.435

Niederländische Originalausgabe:

© N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven, Niederlande, 1961

Deutsche Ausgabe:

© N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven, Niederlande, 1964

Alle Rechte vorbehalten

Erste Auflage 1962

Zweite, erweiterte Auflage 1964

Wir übernehmen keine Gewähr, daß die in diesem Buch enthaltenen Angaben frei von Patentrechten sind; durch diese Veröffentlichung wird weder stillschweigend, noch sonstwie eine Lizenz auf etwa bestehende Patente gewährt.

# VORWORT

Dieses Buch ist als Einführung in das Entwerfen von Transformatoren und anderen Wechselstromspulen mit Eisenkern gedacht. Es soll dem Leser die Einsicht in den Zusammenhang der wesentlichen Faktoren vermitteln und dadurch die Berechnung optimaler Eisenkernspulen ermöglichen.

Um dies zu erreichen, wird das magnetische Wechselfeld in einfacher und plastischer Weise als ein *elektrisches* Strom-Spannungs-Phänomen beschrieben. Indem man die Wechselspannungen und -ströme von Eisenkernspulen auf die Länge, den Querschnitt, das Volumen und die Frequenz des magnetischen Wechselfeldes bezieht, gelangt man durch einige grundlegende Gedankenexperimente zu den Begriffen „spezifische Windungsspannung" und „spezifische Stromwindungen". Diese neuen Feldgrößen stehen nun in diesem Buch im Mittelpunkt.

Ein wesentlicher Bestandteil unserer Methode liegt darin, daß der Konstrukteur zunächst die für die *Einheits*abmessungen des Eisens, des Luftspaltes und des Leiters zulässigen Belastungen gegenseitig in Beziehung setzt und erst daraus die endgültigen Abmessungen seiner Konstruktion erhält.

Von noch größerer Bedeutung ist es jedoch, daß bei unserer Betrachtungsweise zum vollen Verständnis des magnetischen Wechselfeldes keine höhere Mathematik erforderlich ist.

Wir danken den Mitarbeitern des Forschungs-Laboratoriums der N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken in Eindhoven für ihre fördernde Kritik, ganz besonders den Herren Dipl.-Ing. J. M. van Hofweegen, Dr. K. W. de Langen, Dipl.-Ing. H. van Suchtelen und Dipl.-Ing. D. M. Duinker. Weitherhin auch Herrn E. Bielefeld und Herrn R. Peters für ihre sorgfältige Übersetzung.

Eindhoven, November 1962

P. F. van Eldik
Dipl.-Ing. P. Cornelius

## VORWORT ZUR ZWEITEN AUFLAGE

Gegenüber der ersten Auflage wurden einige Ausdrücke im Text modernisiert. Ein Paragraph über einige spezielle magnetische Werkstoffe wurde am Ende des Anhangs hinzugefügt. Wir danken Herrn W. P. J. A. de Wit vom Philips Forschungs-Laboratorium in Eindhoven für die Meßergebnisse, die den Diagrammen des neuen Paragraphen zugrunde liegen.

P. F. van Eldik

Eindhoven, Oktober 1964 Dipl.-Ing. P. Cornelius

# INHALTSVERZEICHNIS


Kapitel I. ALLGEMEINE GRUNDLAGEN . . . . . 1
§ 1. Einleitung. Die vier besprochenen Spulentypen. . . . . 1
§ 2. Die Scheinleistung als bestimmende Größe . . . . . 3
§ 3. Die elektromagnetische Kette . . . . . 3
§ 4. Das magnetische Feld als Strom-Spannungs-Phänomen . . . 4
a. Stromwindungen, Windungsspannung . . . . . 5
b. Spezifische Stromwindungen, spezifische Windungsspannung. . . . . 7
c. Gleichstrom-Vormagnetisierung . . . . . 9
d. Luftspalt, das magnetische Feld in Luft . . . . . 11
e. Belastung einer Sekundärwicklung. . . . . 13
f. Diagramm des Magnetisierungsstromes für Eisen ohne und mit Vormagnetisierung, und für Luft . . . . . 13
g. Ein Vergleich der vorliegenden Darstellung des Magnetismus mit der sonst üblichen . . . . . 13
§ 5. Das Produkt von Kern- und Fensterquerschnitt . . . . . 16
§ 6. Die Einbeziehung anderer Anforderungen. . . . . 17
Kapitel II. DIE BERECHNUNG EINES TRANSFORMATORS . 19
Kapitel III. DIE BERECHNUNG EINER DROSSEL . . . . . 22
Kapitel IV. DIE BERECHNUNG EINES TRANSDUKTORS . . 25
§ 1. Allgemeine Gesichtspunkte . . . . . 25
§ 2. Der brauchbare Arbeitsbereich im Magnetisierungsdiagramm 26
§ 3. Das Einpassen einer reduzierten Kennlinie in den brauchbaren Arbeitsbereich. . . . . 27
§ 4. Das Einpassen einer reduzierten Kennfläche in den brauchbaren Arbeitsbereich. . . . . 29

§ 5. Die Bauvorschrift . . . . . 32
§ 6. Verzerrungen . . . . . 36
Kapitel V. DIE BERECHNUNG EINES STREUFELDTRANSFORMATORS . . . . . 38
Kapitel VI. ZUSÄTZLICHE ERLÄUTERUNGEN DER ELEKTROMAGNETISCHEN ERSCHEINUNGEN . . . . . 45
Kapitel VII. DIE WÄRMETECHNISCHE BERECHNUNG . . . 49
§ 1. Einleitung. . . . . 49
§ 2. Spezifische Leiterverluste . . . . . 49
§ 3. Spezifische Eisenverluste . . . . . 51
§ 4. Abmessungen, Verluste, Wirkungsgrad, Temperatur . . . . 53
§ 5. Erwärmung, Wärmekapazität, Wärmeleitfähigkeit, Temperatursprung. . . . . 54
§ 6. Die Festlegung der Grenztemperatur . . . . . 60
§ 7. Die Ermittlung der zulässigen Fensterstromdichte und spezifischen Windungsspannung aus der Grenztemperatur oder aus dem Wirkungsgrad. . . . . 61
§ 8. Schlussbetrachtung. . . . . 65
Anhang: THEORETISCHE UND PRAKTISCHE HINWEISE . . 67
§ 1. Umrechnung von $B_{max}$ in spezifische Windungsspannung . . 67
§ 2. Die Impedanz einer Drossel. Die spezifische Impedanz . . . 69
§ 3. Die Berechnung des Verlustwinkels einer Drossel. . . . . 70
§ 4. Primäre Leerlaufimpedanz, Streuung und Verzerrungen beim Transformator . . . . . 72
§ 5. Genauere Ermittlung des magnetischen Luftwegwiderstandes beim Streufeld-Transformator . . . . . 75
§ 6. Effektive Länge des Luftspaltes bei einer Drossel. . . . . 76
§ 7. Die Erwärmung eines Kupferdrahtes nach dem Einschalten des Stromes. . . . . 78
§ 8. Kennlinien einiger spezieller magnetischer Werkstoffe . . 79
SACHVERZEICHNIS . . . . . 83

KAPITEL I

# ALLGEMEINE GRUNDLAGEN

## § 1. Einleitung. Die vier besprochenen Spulentypen

In diesem Buch wollen wir eine einfache Methode zum Entwerfen von Wechselstromspulen mit Eisenkern beschreiben, die leichter verständlich als die allgemein gebräuchliche ist. Wir beschränken uns hierbei auf vier Spulentypen, bei deren Berechnung die Scheinleistung (das ist das Produkt von Strom und Spannung, ungeachtet des Phasenwinkels), die die Spule aufnimmt oder weitergibt, eine wesentliche Rolle spielt; auch brauchen wir bei diesen Spulen nur eine Frequenz, z.B. die Netzfrequenz, zu berücksichtigen. (Mit „Spule" wird in diesem Buch das Ganze von Wicklung und Kern bezeichnet.)

Unsere Methode beruht auf der Einführung neuer Begriffe bei der Beschreibung des Magnetfeldes. Bei der Bildung dieser Begriffe gehen wir von Versuchen mit Wechselspannungen und -strömen aus, die auf die Frequenz, die Windungszahl der angeschlossenen Wicklungen und die Abmessungen des entstehenden Magnetfeldes bezogen werden.

Die Eisenkernspulen, mit deren Berechnung wir uns auf den folgenden Seiten beschäftigen wollen, sind: der Transformator, die Drossel, der Transduktor und der Streufeld-Transformator.

Bei einem einfachen *Transformator* sind eine Primär- und eine Sekundärwicklung nahe zusammen und isoliert auf einen Eisenkern gewickelt. Hierdurch kann man den an die Sekundärwicklung angeschlossenen Verbraucher von der mit dem Netz verbundenen Primärwicklung trennen. Außerdem kann man durch die Wahl des Übersetzungsverhältnisses der Primär- und Sekundärwindungen eine gewünschte Wechselspannung erhalten. Der Magnetisierungsstrom des gewöhnlichen Transformators ist verhältnismäßig klein und kann bei vereinfachter Betrachtung vernachlässigt werden. Hierdurch ist, abgesehen von einigen Verlusten, die vom Verbraucher aufgenommene Scheinleistung nahezu gleich der vom Netz zu liefernden Scheinleistung.

Eine *Drossel* besteht aus einer Wicklung auf einem Eisenkern, der meistens einen Luftspalt hat. Die Drossel nimmt eine Scheinleistung auf, wobei die Spannung dem Strom nahezu neunzig Grad voreilt.

Ein *Transduktor* ist ebenfalls eine Drossel, deren Strom-Spannungs-Verhältnis jedoch durch Vormagnetisieren des Eisenkerns, z.B. mit Gleichstrom, eingestellt werden kann. (Einfachheitshalber nehmen wir weiterhin als Steuerstrom immer einen Gleichstrom.) Ein Transduktor hat darum im allgemeinen eine Wechselstrom- und eine Steuerwicklung. Die Wirkung des Gleichstroms beruht auf der Nichtlinearität der magnetischen Eigenschaften des Eisenkerns. Das magnetische Verhalten der Luft ist dagegen linear und kann durch Vormagnetisierung nicht geändert werden. Der Eisenkern eines Transduktors erhält darum keinen Luftspalt, da ein Luftspalt die Nichtlinearität des magnetischen Kreises und damit die Steuerfähigkeit des Transduktors verringert.

Der *Streufeld-Transformator* ist eine Eisenkernspule, die die Eigenschaften eines Transformators und einer Drossel in Serienschaltung vereinigt. Um das zu erreichen, wird die Sekundärwicklung nicht wie bei einem gewöhnlichen Transformator möglichst dicht bei der Primärwicklung, sondern in bestimmtem Abstand davon angebracht. Bei Belastung der Sekundärwicklung kann sich so ein mehr oder weniger großer Teil des primären Magnetfeldes außerhalb der Sekundärwicklung durch die Luft schließen. Durch teilweises Überbrücken dieses Luftweges mit einem besonderen bewegbaren Eisenkernstück kann man die Belastungskennlinie der Sekundärwicklung einstellen.

Bevor wir die für den Konstrukteur wichtigen Eigenschaften der verschiedenen hier genannten Spulen näher beschreiben, sollen noch einige Wechselstrombegriffe in Erinnerung gebracht werden. Wenn wir die Klemmenspannung und den Strom eines Wechselstromverbrauchers messen (in Effektivwerten, in denen unsere Meßgeräte geeicht sind), ist das Produkt beider die *Scheinleistung*, die der Verbraucher aufnimmt. Die Scheinleistung wird in Voltampere (VA) ausgedrückt.

Beim Wechselstrom können Strom und Spannung in Phase sein, brauchen es aber nicht. Wenn bei einem Verbraucher, z.B. einem Widerstand, Strom und Spannung in Phase sind, spricht man von *Wirkleistung* oder kurz Leistung, die in Watt (W) ausgedrückt wird. Will man aber zum Ausdruck bringen, daß bei einem Verbraucher, z.B. einer Spule mit vernachlässigbaren Verlusten, Strom und Spannung neunzig Grad phasenverschoben sind, so spricht man von *Blindleistung*, die in Voltampere (VA) oder auch in „voltampère-réactif" (var) angegeben wird.

Unter Verwendung dieser Begriffe geben wir nun folgende Zusammenfassung.

Der *Transformator* gibt Wechselleistung weiter, wobei das sekundäre und

primäre Strom-Spannungs-Verhältnis bei praktisch gleichbleibender Scheinleistung willkürlich gewählt werden können.

Eine *Drossel* nimmt Blindleistung auf; das Strom-Spannungs-Verhältnis kann willkürlich gewählt werden.

Der *Transduktor* ist eine Drossel, deren Strom-Spannungs-Verhältnis, und damit die aufgenommene Blindleistung, durch Gleichstromwindungen eingestellt werden kann.

Beim *Streufeld-Transformator* befinden sich die Primär- und Sekundärwicklung in einem bestimmten gegenseitigen Abstand, so daß ein magnetischer Parallelweg entsteht der – bei gegebenem Windungsverhältnis – die sekundäre Belastungskennlinie bestimmt. Durch geeignete Wahl der Abmessungen des genannten Parallelweges kann, innerhalb weiter Grenzen, jede gewünschte Kennlinie erreicht werden. Erforderlichenfalls kann der Streufeld-Transformator so konstruiert werden, daß man durch Regeln des magnetischen Parallelweges die Belastungskennlinie verändern kann. Im Gegensatz zum gewöhnlichen Transformator brauchen die primäre und die sekundäre Scheinleistung nicht gleich zu sein.

Am Schluß dieser Einleitung sei noch gesagt, daß wir im Prinzip von ungesättigten Eisenkernen ausgehen. Nichtlinearität durch Sättigung wird bei den hier besprochenen zwei Transformatortypen und der Drossel als eine unerwünschte Erscheinung angesehen; auch beim Transduktor, der im Übergangsgebiet zwischen Linearität und Sättigung arbeitet, wollen wir nicht auf die magnetische Sättigung des Eisens eingehen.

## § 2. Die Scheinleistung als bestimmende Größe

In Schaltungen spielt bei den Spulen der Begriff der Induktivität eine große Rolle. Bei unseren Betrachtungen kommt es jedoch in erster Linie auf die Scheinleistung an, die unsere Spulen verarbeiten müssen. Die Scheinleistung ist deswegen so wichtig, weil bei einer gegebenen maximalen Materialbelastung das Volumen der zu konstruierenden Spule von dem Produkt Strom mal Spannung bestimmt wird.

## § 3. Die elektromagnetische Kette

Auf dem Wege vom Kraftwerk zum Verbraucher wird die Leistung abwechselnd von elektrischer Form in magnetische umgewandelt und umgekehrt (siehe Abb. 1). Hierbei umschließen elektrische und magnetische Leiter einander wie die Glieder einer Kette, wobei ein Glied die Leistung

zum nächsten weitergibt; bei dem Ausdruck „magnetische Leiter" muß man nicht nur an Eisenkerne, sondern auch an Luftwege denken.

Dieses Bild verschafft uns zwei Gesichtspunkte. Der erste betrifft die Abmessungen der Eisenkernspule; der zweite ermöglicht die elektrische Beschreibung des magnetischen Leiters.

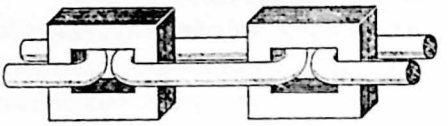


Abb. 1. Die elektromagnetische Kette. Schematische Darstellung der Übertragung einer Wechselleistung. Die elektrischen und magnetischen Leiter umschließen einander wie die Glieder einer Kette.

Die Abmessungen des Kerns und der Wicklung begrenzen sich gegenseitig, weil der Querschnitt aller Windungen zusammen in das Fenster des Kerns passen muß; umgekehrt muß natürlich auch der Kern in die Öffnung der Wicklung passen.

Der zweite Gesichtspunkt besagt, daß die elektrische Wechselleistung vom elektrischen Kettenglied an das magnetische Kettenglied weitergegeben wird, und daß daher vermutlich die Leistung des elektrischen Gliedes, also Wechselstrom und Wechselspannung, dann auch im magnetischen Glied wieder auftreten wird. Der folgende Paragraph zeigt, daß dies tatsächlich der Fall ist.

## § 4. Das magnetische Feld als Strom-Spannungs-Phänomen

Legen wir eine Wechselspannung mit bestimmter Frequenz, z.B. 50 Hz, an eine Eisenkernspule, so fließt durch ihre Windungen ein Wechselstrom. Dieser Strom ändert sich, wenn wir am elektrischen Kettenglied Veränderungen anbringen, und zwar durch Änderung der Windungszahl der Wicklung. Der besagte Strom ändert sich jedoch ebenfalls, wenn wir am magnetischen Kettenglied Veränderungen vornehmen. Dies kann man folgendermaßen zuwege bringen: durch Variieren von Querschnitt und Länge des Eisenkerns, durch Anbringen eines Luftspaltes, durch Gleichstrom-Vormagnetisierung und schließlich noch durch Belastung einer auf demselben Kern angebrachten Sekundärwicklung. Die Strom-Spannungs-Kennlinie der Eisenkernspule hängt darum bei gegebener Frequenz und gegebenem Material, z.B. Siliziumeisenblech, von den genannten Größen ab. Der

Einfluß der Frequenz ist leicht mit einzubeziehen: wenn die übrigen Größen unverändert bleiben, ist die Wechselspannung proportional der Frequenz.

Wir werden den Einfluß jeder Größe getrennt betrachten und mit den dann gewonnenen Erkentnissen zwei *elektrische* Begriffe, nämlich die „spezifische Windungsspannung" und die „spezifischen Stromwindungen" bilden. Hiermit läßt sich das Verhalten des *magnetischen* Teiles in einfacher Weise beschreiben und in einem Diagramm darstellen.

Mit Hilfe dieses Diagramms können vom Konstrukteur auf Grund der geforderten Leistungen die Abmessungen und Daten der gesuchten Eisenkernspulen bestimmt werden.

*a. Stromwindungen, Windungsspannung.* Es sollen nun einige einfache Experimente, die dem gewünschten Zweck dienen, besprochen werden. Wir denken zuerst an Eisenkernspulen ohne Luftspalt, deren Wicklung $n$ Windungen hat. Bei diesen Spulen messen wir den Zusammenhang zwischen dem Strom $I_n$ und der Spannung $U_n$.

Wir beginnen damit, bei konstanter Frequenz die Strom-Spannungs-Kennlinien $I_n = f(U_n)$, d.h. $I_n$ in Abhängigkeit von $U_n$, von Spulen mit demselben Eisenkern, jedoch unterschiedlichen Windungen $n$ aufzunehmen. Es zeigt sich, daß man bei allen Spulen die gleiche Kennlinie erhält, wenn die Stromwindungen $I = n\,I_n$ in Abhängigkeit von der Windungsspannung $U = U_n/n$ aufgetragen werden. Dies läßt sich wie folgt erklären: Die Wechselstromwindungen schicken ein magnetisches Wechselfeld durch den Eisenkern, wobei es für das Wechselfeld gleichgültig ist ob z.B. 1/1000 A in 1000 Windungen oder ob 1 A in 1 Windung fließt. Das Wechselfeld erzeugt in jeder dieses Feld umfassenden Windung eine bestimmte Spannung. Bei Serienschaltung mehrerer Windungen werden die Windungsspannungen addiert. (Wir kennzeichnen weiterhin ein magnetisches Wechselfeld durch seine effektive Windungsspannung und seine Frequenz.)

Um die Bedeutung der Begriffe Stromwindungen und Windungsspannung hervorzuheben, wollen wir die zugehörigen Einheiten, die meistens Ampere bzw. Volt genannt werden, mit Amperewindung bzw. Volt-pro-Windung bezeichnen. Da der Buchstabe W bereits als Abkürzung für die Einheit Watt verwendet wird, wollen wir in diesem Buch die Amperewindung mit A · Wdg und das Volt-pro-Windung mit V/Wdg abkürzen.

Man kann also bei einem bestimmten Eisenkern, bei dem z.B. bei 50 Hz die Stromwindungen als Funktion der Windungsspannung gegeben sind, umgekehrt die Strom-Spannungs-Kennlinie für $n$ Windungen bestimmen, indem die Windungsspannung mit $n$ multipliziert und die Stromwindungen durch $n$ dividiert werden.

Man kann außerdem, innerhalb gewisser Grenzen, bei Eisenkernen mit unterschiedlichen Abmessungen durch richtige Wahl der Windungszahl gleiche Werte für Strom und Spannung erhalten; diese Kerne würden also bei gleicher Windungszahl verschiedene Strom-Spannungs-Kennlinien haben. Nehmen wir beispielsweise an, daß ein bestimmter Kern eine gewisse Scheinleistung bei ziemlich hoher Windungsspannung und kleinen Stromwindungen hat, während ein anderer Kern dieselbe Scheinleistung bei niedriger Windungsspannung und hohen Stromwindungen aufnimmt, so brauchen wir bei dem letztgenannten Kern nur die Anzahl Windungen entsprechend zu erhöhen, um dieselbe gewünschte Spannung $U_n$ bei demselben Strom $I_n$ bei beiden Spulen zu erhalten.

Hiermit ist der wichtigste Einfluß des elektrischen Kettengliedes auf Strom und Spannung behandelt, jedenfalls soweit es sich auf das Zusammenwirken des elektrischen und des magnetischen Kettengliedes bezieht. Der meistens nur kleine Einfluß des Widerstandes der Wicklung auf Strom und Spannung ist hierbei vernachlässigt worden, weil er nichts mit magnetischen Erscheinungen zu tun hat.

Wir wollen nun das Besprochene in einer anderen, etwas kürzeren Form wiederholen. Mit den Begriffen Windungsspannung $U$ und Stromwindungen $I$ kann man das elektrische Verhalten eines bestimmten magnetischen Kernes unabhängig von der Anzahl Windungen durch die Kennlinie $I = f(U)$ beschreiben. Es ist leicht zu verstehen, daß der Arbeitspunkt auf dieser Kennlinie durch die Scheinleistung, die eine auf diesen Kern gewickelte Spule aufnehmen muß, bestimmt wird. Außerdem sehen wir, daß zwei Spulen die den gleichen Strom bei gleicher Spannung aufnehmen, aber Kerne mit verschiedenen Abmessungen haben, sich bei unserer Betrachtungsweise durch ihre Windungsspannungen und Stromwindungen unterscheiden. Zum Schluß können wir feststellen, daß die für einen bestimmten Kern typische Kennlinie dieser Größen mit der Strom-Spannungs-Kennlinie dieses Kerns übereinstimmt, wenn er eine Wicklung hat, die aus nur einer Windung besteht (siehe Abb. 2).

Es folgt nun eine einfache Berechnung, in der die Anwendung der eben besprochenen Zusammenhänge gezeigt wird.

Gegeben sind die geforderte Spannung $U_n$ und der Strom $I_n$ einer zu berechnenden Eisenkernspule; die Scheinleistung beträgt dann:

$$P = U_n I_n.$$

Angenommen, uns stehen zwei Kerne nach Abb. 2 zur Verfügung. Kern 1 hat die gewünschte Leistung bei der Windungsspannung $U_1$ und den Stromwindungen $I_1$, Kern 2 dagegen bei $U_2$ und $I_2$. Wieviel Windungen $n_1$ bzw.

$n_2$ müssen wir auf die betreffenden Kerne wickeln? Da allgemein gilt: $U_n = nU$ und $I_n = I/n$, folgt hier:

$$n_1 = \frac{U_n}{U_1} = \frac{I_1}{I_n} \quad \text{und} \quad n_2 = \frac{U_n}{U_2} = \frac{I_2}{I_n}.$$

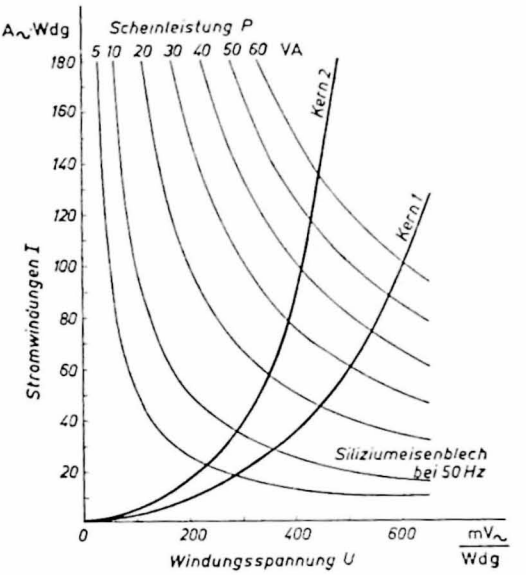



Abb. 2. Auf 1 Windung reduzierte Strom-Spannungs-Kennlinien zweier willkürlich gewählter Eisenkerne mit verschiedenen Abmessungen bei 50 Hz. Außerdem befinden sich in der Abbildung Kurven gleicher Scheinleistung. Um bei gegebener Spannung die gleiche Scheinleistung aufnehmen zu können, muß Kern 2 mehr Windungen erhalten als Kern 1.

*b. Spezifische Stromwindungen, spezifische Windungsspannung.* Mit den Begriffen Stromwindungen und Windungsspannung kann man sehr einfach die magnetischen Eigenschaften eines Eisenkerns, dessen magnetischer Weg eine bestimmte Länge und einen bestimmten Querschnitt hat, festlegen, und zwar unabhängig von der Windungszahl der magnetisierenden Wicklung. Wenn wir nun das magnetische Verhalten von Eisenkernen allgemeiner, und zwar unabhängig von den Abmessungen, beschreiben wollen, ist dies möglich, wenn der Querschnitt des Eisenkerns mit der Windungsspannung und die Länge des Eisenweges mit den Stromwindungen in Zusammenhang gebracht werden; wir gehen damit wie folgt zu den Begriffen spezifische Windungsspannung bzw. spezifische Stromwindungen über:

Es werden Spulen mit gleicher Kernlänge und unterschiedlichen Kernquerschnitten verglichen; die gewünschten Querschnitte ergeben sich am einfachsten durch Aufeinanderstapeln von mehr oder weniger Transformatorblechen gleicher Form. Wenn wir die gleiche Anzahl Stromwindungen bei gleicher Frequenz, z.B. 50 Hz, in den Spulen erhalten wollen, ist die erforderliche Windungsspannung dem Kernquerschnitt proportional. Vergleichen wir nun Spulen, die zwar gleiche Eisenquerschnitte, aber verschiedene Eisenweglängen haben, so sind bei gegebener Windungsspannung und Frequenz die Stromwindungen proportional der Eisenlänge.

Man erhält nun eine einzige für das betreffende Kernmaterial bei gewählter Frequenz geltende Kennlinie, wenn die an Spulen mit verschiedenen Kernen erhaltenen Windungsspannungen und Stromwindungen auf den dazugehörenden Kernquerschnitt bzw. die zugehörige Eisenlänge bezogen werden und die so erhaltenen Größen: Stromwindungen-pro-Eisenlänge und Windungsspannung-pro-Kernquerschnitt, in einem Schaubild zusammengesetzt werden.

Mit diesen Größen, die wir „spezifische Stromwindungen" und „spezifische Windungsspannung" nennen, ist man in der Lage, das magnetische Verhalten einer bestimmten Eisensorte, z.B. Siliziumeisenblech, bei bestimmter Frequenz, z.B. 50 Hz, unabhängig von den Abmessungen des Eisenkerns zu beschreiben; siehe Abb. 3. Die Einheit zur Messung der spezifischen Stromwindungen $I'$ nennen wir Amperewindungen pro cm Eisenlänge oder kurz: A·Wdg/cm, und die zur spezifischen Windungsspannung $U'$ gehörende Einheit Volt pro Windung und pro $cm^2$ Eisenquerschnitt oder kurz: V/(Wdg·$cm^2$). Ähnlich wie bei Abb. 2 können wir auch hier feststellen, daß bei gegebener Frequenz die für ein bestimmtes Kernmaterial typische Kennlinie $I' = f(U')$ mit der Strom-Spannungs-Kennlinie eines aus diesem Material bestehenden Kerns mit Einheitsabmessungen (Eisenlänge und -querschnitt = 1) bei einer aus einer Windung bestehenden Wicklung übereinstimmt.

Bei der Konstruktion von Eisenkernspulen für eine bestimmte Frequenz würden wir mit den Begriffen „spezifische Stromwindungen" und „spezifische Windungsspannung" auskommen. Wir haben aber auch Anwendungsgebiete für Eisenkernspulen, bei denen sich die Frequenz ändert, z.B. Transduktoren zum Anschluß an Autolichtmaschinen mit stark schwankender Drehzahl. Deshalb ist es für die Konstruktion und für das Verständnis der magnetischen Phänomene wichtig, zu wissen, daß die Wechselspannung proportional der Geschwindigkeit der Stromänderungen, also der Frequenz des Wechselstromes und des magnetischen Wechselfeldes ist. Messen wir

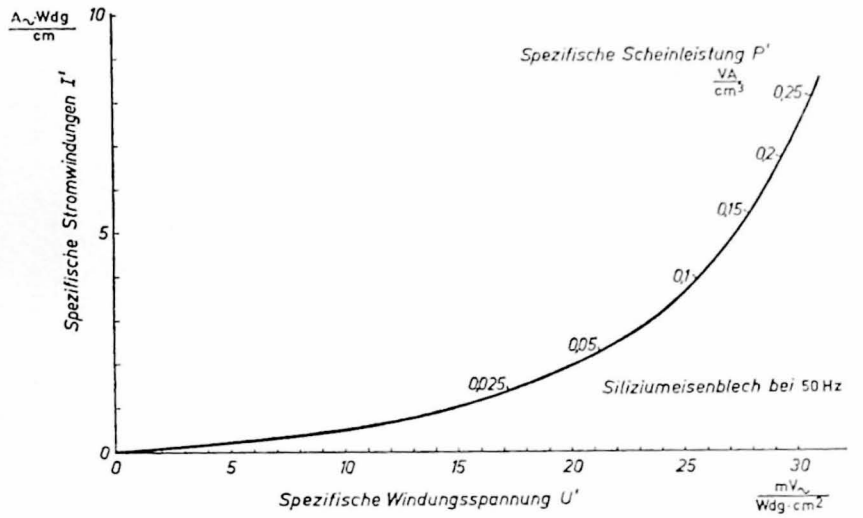



Abb. 3. Strom-Spannungs-Kennlinie von Siliziumeisenblech bei 50 Hz, bezogen auf eine Windung und auf Einheitskernlänge und -querschnitt. Diese Kennlinie erhält man, wenn man die an Kernen mit verschiedenen Abmessungen gemessenen Stromwindungen durch die dazugehörenden Längen der magnetischen Wege, und die Windungsspannungen durch die betreffenden Kernquerschnitte teilt.

An einigen Punkten der Kennlinie ist die spezifische Scheinleistung $P'$, d.h. die Scheinleistung pro Kernlänge und pro Kernquerschnitt, angegeben. Dies entspricht der Scheinleistung, die 1 cm³ des Kernes aufnimmt.

also an einer Eisenkernspule mit gegebenen spezifischen Stromwindungen die auftretende spezifische Windungsspannung bei einer bestimmten Frequenz, so verdoppelt sich diese Spannung, wenn die Frequenz des Stromes verdoppelt wird. Zum Ausdrücken dieser Tatsache können wir den Begriff „spezifische Windungsspannung-pro-Frequenz" bilden und haben damit einen sehr allgemeinen Begriff zur Beschreibung des magnetischen Wechselfeldes entwickelt. Die mit diesem Begriff übereinstimmende Größe wird in Volt pro Windung, pro cm² und pro Hz oder kurz: V/(Wdg·cm²·Hz) ausgedrückt.

*c. Gleichstrom-Vormagnetisierung.* Gleichstrom-Vormagnetisierung eines Eisenkerns erhält man dadurch, daß der Kern außer einer Wechselstromwicklung auch eine Gleichstromwicklung bekommt, wie z.B. bei Transduktoren. Die magnetischen Eigenschaften des Kerns werden durch Vormagnetisierung geändert, so daß sich für die Wechselstromwicklung eine andere Strom-Spannungs-Kennlinie ergibt. Bei konstanter Wechselspannung erhöht sich der Wechselstrom, wenn die Vormagnetisierung ansteigt.

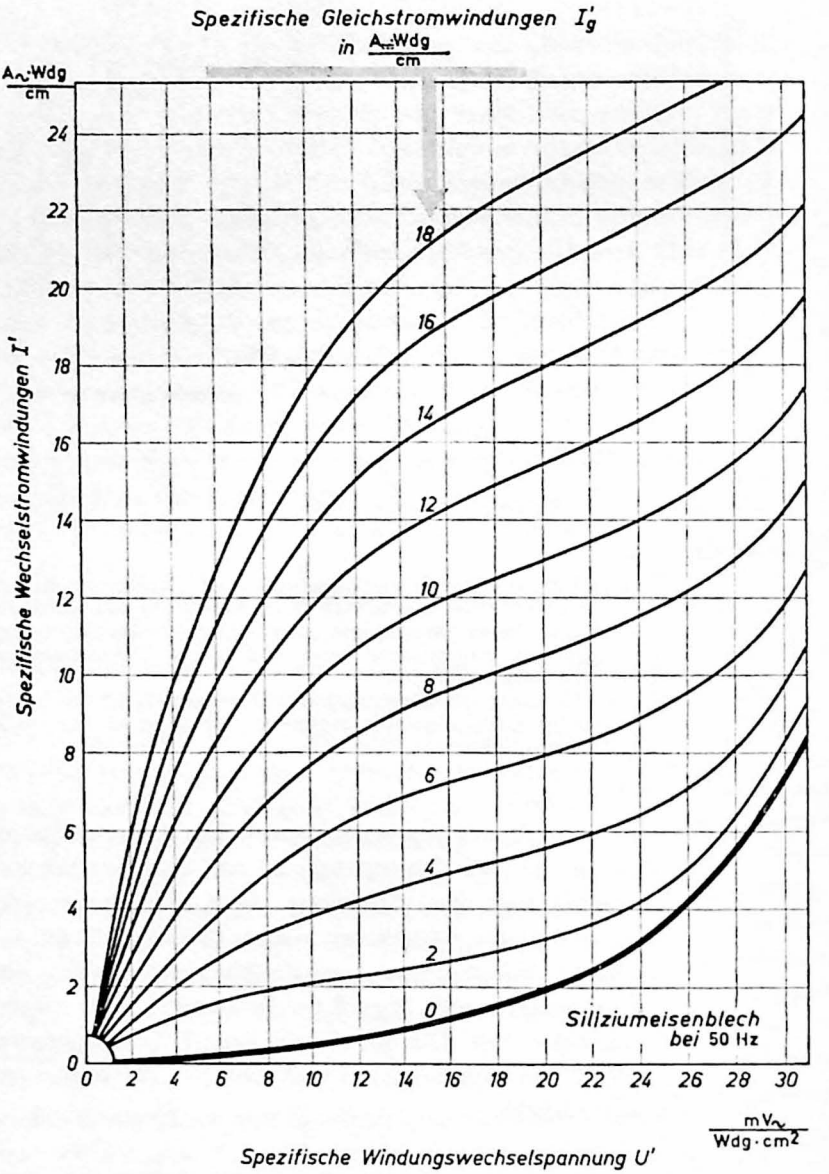



Abb. 4. Spezifische Wechselstromwindungen $I'$ als Funktion der spezifischen Windungsspannung $U'$ bei 50 Hz für Siliziumeisenblech mit Gleichstrom-Vormagnetisierung. Diese Vormagnetisierung wird angegeben als spezifische Gleichstromwindungen $I_g'$, d.h. der Gleichstrom ist auf eine Windung und auf die Weglänge des magnetischen Gleichfeldes bezogen. Die spezifischen Gleichstromwindungen sind in der Abbildung als Parameter aufgetragen. Man sieht, daß eine Eisenkernspule bei gegebener Wechselspannung mehr Wechselstrom durchläßt, wenn der Kern mit Gleichstrom vormagnetisiert wird. Diese Kennlinien gelten nur, wenn Gleichstrom- und Wechselstrommagnetisierung in gleicher Richtung verlaufen, also nicht beispielsweise aufeinander senkrecht stehen.

Es zeigt sich, daß auch die Gleichstrom-Vormagnetisierung durch die Anzahl Stromwindungen pro Eisenlänge festgelegt wird. Wir erhalten darum eine einzige Kennlinie für jede so bestimmte Vormagnetisierung, wenn wir z.B. an Siliziumeisenblech bei 50 Hz denken. In Abb. 4 sind die Wechselstromwindungen-pro-Eisenlänge in Abhängigkeit von der Windungswechselspannung-pro-Kernquerschnitt mit den Gleichstromwindungen-pro-Eisenlänge als Parameter aufgetragen. Diese Kennlinien sind nötig zur Berechnung von Transduktoren.

*d. Luftspalt, das magnetische Feld in Luft.* Wir können in einem Eisenkern einen Luftspalt anbringen, so daß ein Teil des Eisenweges durch Luft ersetzt wird. Hierdurch verändern sich die Eigenschaften des magnetischen Kettengliedes erheblich. Ist der Luftspalt kurz, d.h. die Luftweglänge im Verhältnis zu den Querabmessungen des Eisenkerns klein, so hat das Feld auch in der Luft nahezu den gleichen Querschnitt wie im Eisen. In diesem Fall läßt sich der Einfluß des Luftspaltes sehr einfach berücksichtigen. Die durch ein bestimmtes Wechselfeld in einer Windung erzeugte Spannung ist gleich, ohne Rücksicht darauf, ob die Windung den Kern oder den Luftspalt umfaßt. Zur Überbrückung einer bestimmten Weglänge benötigt dieses Feld bei gleichem Querschnitt jedoch in Luft viel mehr Stromwindungen als in Eisen. Ein Feld, das bei 50 Hz in einer einen Querschnitt von 1 $cm^2$ umfassenden Windung eine effektive Wechselspannung von 1 mV erzeugt, braucht bei diesem Querschnitt 253,3 Wechselamperewindungen zur Überbrückung eines Luftweges von 1 cm. In Spulen ohne Eisenkern (Luftspulen) ist der Wechselstrom proportional der Wechselspannung. In einem Diagram erscheint die Strom-Spannungs-Kennlinie für Luftspulen darum als gerade Linie. Wir können dies in Abb. 5 sehen, wo die auf eine Windung und Einheitsabmessungen umgerechneten Strom- bzw. Spannungswerte, die für Luft bei 50 Hz gelten, aufgetragen sind.

Für andere Frequenzen als 50 Hz gilt das auf Seite 8 Gesagte, so daß zum Erzeugen von 1 mV/(Wdg·$cm^2$·Hz) in Luft 50 × 253,3 A·Wdg/cm = 12,665 kA·Wdg/cm erforderlich sind. Die auf diesen Daten beruhende Kennlinie ist in Abb. 6 wiedergegeben. Es sind dort die für Luft geltenden auf eine Windung, Einheitsabmessungen und Einheitsfrequenz bezogenen Strom- bzw. Spannungswerte dargestellt.

Legen wir nun eine Wechselspannung an eine Eisenkernspule mit Luftspalt, so fließt ein solcher Strom, daß der Gesamtbetrag der Stromwindungen gleich der Summe der für den Eisenweg und der für den Luftweg benötigten Stromwindungen ist. Mit der für Luft und der für Eisen ohne Vormagnetisierung geltenden Kennlinie können wir Wechselstromspulen

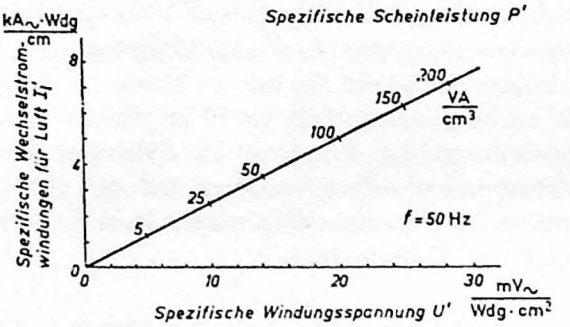



Abb. 5. Magnetisierungslinie für Luft bei 50 Hz. Dargestellt ist die Strom-Spannungs-Kennlinie einer Luftspule mit homogenem Feld bei 50 Hz, bezogen auf eine Windung und Einheitsabmessungen. Eine Spule dieser Art kann man durch eine dichtgewickelte Ringspule, deren kreisförmige Mittellinie im Vergleich zum Durchmesser einer Windung lang ist, herstellen; der Kern muß aus Luft oder aus einem anderen unmagnetischen Material bestehen. Bei der Kennlinie ist in einigen Punkten die spezifische Scheinleistung angegeben.

mit einem Luftspalt berechnen. Diese Kennlinien werden ebenso zur Berechnung von Streufeld-Transformatoren benötigt, bei denen der Luftweg jedoch nicht in Serie mit dem Eisenweg liegt, sondern parallel hierzu.

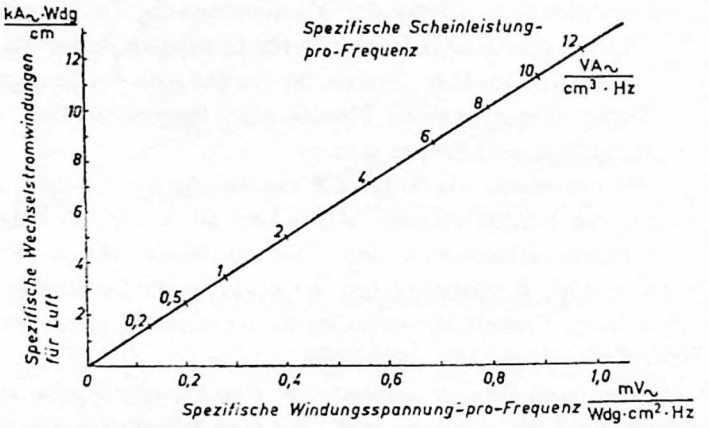



Abb. 6. Allgemeine Magnetisierungslinie für Luft. Dargestellt ist die Wechselstrom-Spannungs-Kennlinie für Luftspulen mit homogenem Feld, bezogen auf eine Windung, Einheitsabmessungen und Einheitsfrequenz. Bei der Kennlinie ist in einigen Punkten die Scheinleistung pro Volumen und pro Frequenz angegeben.

*e. Belastung einer Sekundärwicklung.* An den Klemmen einer Sekundärwicklung auf einem Eisenkern entsteht eine Wechselspannung, sobald die Primärwicklung mit dem Wechselstromnetz verbunden wird. Wenn die Streuung vernachlässigbar klein ist, also das gesamte Primärfeld auch die Sekundärwicklung durchsetzt, sind die sekundäre und die primäre Windungsspannung einander gleich, abgesehen von ohmschen Verlusten in der Primärwicklung.

Bei Belastung der Sekundärwicklung fließt ein Sekundärstrom, der das Wechselfeld und damit die Windungsspannung ändern würde, wenn das Netz diese Spannung nicht konstant hielte. Um dies zu erreichen, erhöht das Netz den ursprünglichen primären Magnetisierungsstrom um einen Strom, dessen Stromwindungen den sekundären Stromwindungen gleich und entgegengerichtet sind. Dieser Strom ist also unabhängig von den magnetischen Eigenschaften des Eisenkerns.

Wir schließen nun die Beschreibung des magnetischen Feldes als Strom-Spannungs-Phänomen ab. Bei der Besprechung des Streufeld-Transformators werden wir diese Beschreibung noch etwas erweitern.

*f. Diagramm des Magnetisierungsstromes für Eisen ohne und mit Vormagnetisierung, und für Luft.* In Abb. 7 sind alle Daten, deren Prinzip in den Abbildungen 3, 4 und 5 getrennt erklärt wurde, für eine praktische Anwendung zusammengefasst. Das Diagramm gilt für eine Frequenz von 50 Hz. Die Daten des Eisens beruhen auf Messungen an Siliziumeisenkernen aus verschachtelten Blechen ohne Luftspalt. Als Kernquerschnitt gilt der Querschnitt des gesamten Kerns einschließlich der Isolation zwischen den Blechen; als Kernlänge gilt die mittlere Länge (siehe z.B. $l_e$ in Abb. 12). Siliziumeisenbleche können verschiedene Verlustwerte haben. Die Magnetisierungskennlinien dieser Eisensorten unterscheiden sich jedoch nicht sehr, so daß die Kennlinien von Abb. 7 mit ausreichender Annäherung für alle normal gebräuchlichen Sorten Siliziumeisenblech anzuwenden sind. Da beim Kernmaterial und beim Schachteln der Bleche noch erhebliche Toleranzen hinzukommen, hat es wenig Sinn, bei Magnetisierungskennlinien, wie in Abb. 7, nach höchster Genauigkeit zu streben.

*g. Ein Vergleich der vorliegenden Darstellung des Magnetismus mit der sonst üblichen.* Bei der üblichen Betrachtungsweise des Magnetismus geht man meistens von den Kräften aus, die in konstanten Magnetfeldern auftreten können. Dieser Betrachtungsweise entspricht die Festlegung von magnetischen Materialeigenschaften in einer statischen $B$-$H$-Kurve, da die Induktion $B$ und die Feldstärke $H$ ursprünglich durch Kräfte definiert wurden

In der Praxis werden diese statischen *B-H*-Kurven von Siliziumeisenblech und anderem ferromagnetischen Material jedoch nicht mit Hilfe von Kräften und auch nicht statisch gemessen, sondern aus Strom- und Spannungswerten abgeleitet, die aus elektrischen Messungen erhalten werden. Diese Messungen erfolgen entweder mit Gleichstrom, der ein- und ausgeschaltet oder umgepolt wird, oder durch Aufnehmen von Hysteresisschleifen mit Hilfe eines regelbaren Wechselstromes. Aus den hieraus abgeleiteten statischen *B-H*-Kurven leitet man nun wieder die elektrischen Wechselstromeigenschaften des magnetischen Materials unter Verwendung des Induktionsgesetzes ab, also mittels des Differentialquotienten $dB/dt$, und berechnet die gesuchten Effektivwerte der Ströme und Spannungen durch Integration von Sinus- und anderen Zeitfunktionen.

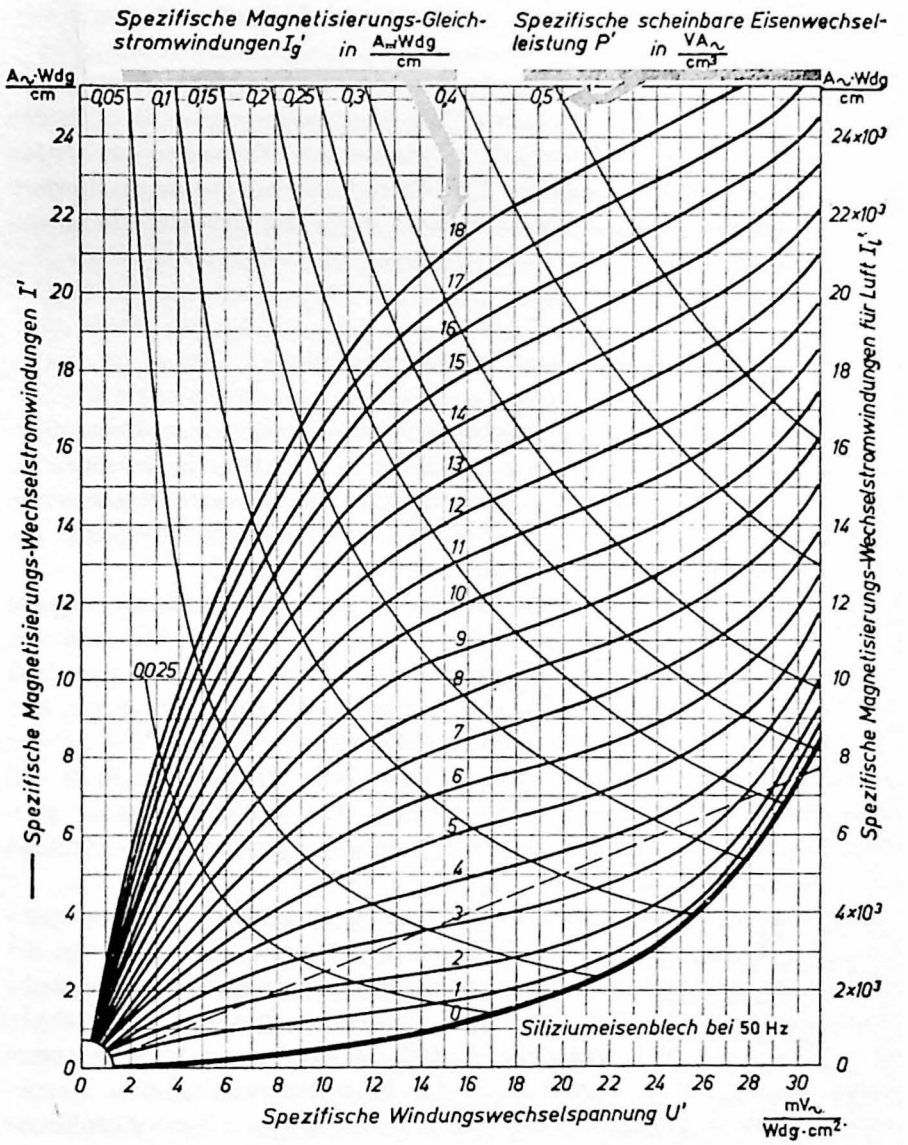
Bei näherer Betrachtung dieses Verfahrens stellen wir fest, daß die magnetischen Erscheinungen ausschließlich als Änderungen der elektrischen Ströme und Spannungen gemessen werden und nicht als Kräfte. Außerdem ist ersichtlich, daß zwischen dem Anfang und dem Ende dieses Verfahrens ein überflüssiges Stück eingeschoben ist, nämlich die statische *B-H*-Kurve.

Unsere Betrachtungsweise des Magnetismus ist nichts anderes als eine konsequente Schlußfolgerung aus Vorstehendem. Magnetische Erscheinunger werden in erster Hinsicht als Induktionsphänomene aufgefaßt, also als elektrische Änderungs- oder Wechselerscheinungen. Demzufolge gründen wir unsere Betrachtungen über den Magnetismus auf Experimente mit sinusförmigen Wechselspannungen und den dabei entstehenden Wechselströmen.

Die weiterhin in diesem Buch angewandte Methode, Ströme und Spannungen auf eine Windung und auf die Länge bzw. den Querschnitt des magnetischen Weges zu beziehen, ist seit langem bekannt. Dagegen wird hier der gebräuchliche Umweg über die *B-H*-Kurve und das Differenzieren des magnetischen Flusses nach der Zeit durch Einführung des Begriffes „Windungsspannung-pro-Frequenz" vermieden. Bei unserer Betrachtungsweise des Magnetismus wird also nur die Kenntnis der elektrischen Begriffe

---

Abb. 7. Spezifische Magnetisierungs-Wechselstromwindungen $I'$ von Siliziumeisenblech als Funktion der spezifischen Windungswechselspannung $U'$ bei verschiedenen spezifischen Magnetisierungs-Gleichstromwindungen $I_0'$. Darunter sind zu verstehen: die effektiven Wechselstromwindungen pro Eisenlänge, die effektive Windungswechselspannung pro Kernquerschnitt bzw. die Gleichstromwindungen pro Eisenlänge, wobei das Gleichfeld die gleiche Richtung wie das Wechselfeld hat. Die angegebene Spannungsskala gilt für 50 Hz. Die Kurven sind für normale Bleche aus Siliziumeisen verwendbar; der Einfluß der Blechstärke (0,35 bis 1 mm) und der Verlustziffer (1,3 bis 3,5 W/kg) kann hierbei




vernachlässigt werden. Außerdem sind die spezifischen Magnetisierungs-Wechselstromwindungen für Luft $I_l'$ (effektive Wechselstromwindungen pro Luftspaltlänge) als Funktion von $U'$ gestrichelt aufgetragen und ferner die Kurven gleicher spezifischer Eisenscheinleistung $P'$ (Leistung pro Kernvolumen. Als Kernvolumen ist hierbei das Produkt von Kernquerschnitt und Eisenlänge angenommen).

Das Diagramm kann für beliebige Frequenzen verwendet werden, wenn man auf der Abszisse die spezifische Windungswechselspannung pro Frequenz aufträgt. Die auf der Abszisse angegebenen Werte müssen dann durch 50 geteilt werden; die zugehörige Einheit ist mV/(Wdg·cm²·Hz).

Wechselstrom, Wechselspannung, Frequenz und Phasenverschiebung vorausgesetzt.

Zum Schluß noch eine praktische Bemerkung. Meßgeräte mit Gleichrichterzellen sind für Messungen des Effektivwertes ungeeignet, wenn in den zu messenden Wechselströmen oder -spannungen Oberwellen vorhanden sind. Diese Oberwellen treten an Eisenkernspulen bei hohen spezifischen Windungsspannungen und im Falle einer Regelung durch Gleichstrom-Vormagnetisierung auf.

## § 5. Das Produkt von Kern- und Fensterquerschnitt

Eine Eisenkernspule kann bei gegebener Scheinleistung um so kleiner hergestellt werden, je höher man sie elektrisch und magnetisch belastet. Im folgenden wollen wir untersuchen, wie weit man hierbei unter verschiedenen Bedingungen gehen kann. Wir kommen zu einem einfachen Ergebnis, das als Grundlage für unsere Berechnungen verwendet wird.

Die maximal zulässige Stromdichte im Fenster des Eisenkerns, also die gesamten Stromwindungen pro Fensterquerschnitt, ergibt sich aus der thermischen Berechnung (siehe Kapitel VII); hierbei tritt eine Eigenschaft des elektrischen Kettengliedes auf, die nichts mit Magnetismus zu tun hat, nämlich der Widerstand. Überschlägig kann man einen Wert in der Größenordnung von hundert Ampere pro $cm^2$ Fensterquerschnitt bei natürlicher Luftkühlung nehmen; bei einer für die Wärmeabfuhr günstigen Konstruktion und bei verstärkter Kühlung ist es möglich, bedeutend höher zu gehen.

Die maximal zulässige spezifische Windungsspannung (Windungsspannung pro Kernquerschnitt) wird durch verschiedene unerwünschte Erscheinungen bestimmt, wie z.B. große Stromstöße beim Einschalten, hohe Magnetisierungsströme, die schon bei kleinen Netzspannungsänderungen stark schwanken und erhebliche zusätzliche elektrische Verluste verursachen können, ferner Verzerrungen des Magnetisierungsstromes, Erwärmung des Eisens und starke magnetische Kräfte, durch die die Kernbleche brummen. Bei 50 Hz liegen die üblichen Grenzwerte für Siliziumeisenblech bei etwa 25 $mV/cm^2$. Die obere Grenze ist ziemlich scharf: 30 $mV/cm^2$ muß als sehr hoch angesehen werden; siehe das starke Ansteigen der spezifischen Magnetisierungs-Wechselstromwindungen in Abb. 7, Kurve $I_g' = 0$ bei diesem Wert. Ein Konstrukteur wird darum im allgemeinen leichter durch Erhöhen der Leiterbelastung als durch Erhöhen der Eisenbelastung Einsparungen erzielen können.

Wenn die erforderliche Scheinleistung der Spule festliegt, ist auch das Produkt der Windungsspannung und der Fensterstromwindungen bestimmt. Wegen der maximal zulässigen Werte der spezifischen Windungsspannung und der Fensterstromdichte liegt dann das Produkt des Kernquerschnittes und des Fensterquerschnittes ebenfalls fest.

Die Beziehungen zwischen den besprochenen Größen können wie folgt in einer Gleichung zusammengefaßt werden: Gegeben sind die Scheinleistung $P$, die spezifische Windungsspannung $U'$ und die Fensterstromdichte $S$. Gesucht wird das Produkt von Kernquerschnitt $A_e$ und Fensterquerschnitt $A_f$. Die Windungsspannung und die Fensterstromwindungen nennen wir $U$ bzw. $I_f$. In dem einfachen Fall einer Drossel ist das Produkt Windungsspannung mal Fensterstromwindungen gleich der Scheinleistung. Bei einem Transformator muß man zur Ermittlung der Fensterstromwindungen den Primär- und den Sekundärstrom berücksichtigen. Bei einem Transduktor muß neben dem Wechselstrom auch der Regelgleichstrom mit einbezogen werden.

$$P = U_n I_n = nU \cdot I_f/n = UI_f = A_e U' \cdot A_f S$$

oder:

$$A_e A_f = \frac{P}{U' S}.$$

Auf dieses Produkt $A_e A_f$ gründen wir unsere Berechnungen.

## § 6. Die Einbeziehung anderer Anforderungen

Während das Produkt Kernquerschnitt mal Fensterquerschnitt bei gegebener Materialbelastung durch die geforderte Scheinleistung festgelegt ist, kann man jedoch das Verhältnis zwischen Kern- und Fensterquerschnitt innerhalb gewisser Grenzen frei wählen. Die gleiche Leistung kann daher mit einer größeren Windungsspannung und weniger Stromwindungen erzielt werden, d.h. mit größerem Kernquerschnitt und kleinerem Fensterquerschnitt oder omgekehrt, wie wir es in § 4a (siehe Seite 6 und Abb. 2) besprochen haben. Die Wahl des genannten Verhältnisses hängt nun davon ab, ob wir unsere Eisenkernspule nach kleinstem Volumen, kleinster Masse oder niedrigstem Preis auslegen wollen. In jedem Fall ist der hierbei einzuschlagende Weg einfach. Für kleinstes Volumen muß man das Volumen der Wicklung ungefähr dem Volumen des Kerns gleichmachen; für kleinste Masse müssen die zwei Massen und für niedrigsten Preis die beiden Preise etwa aneinander angeglichen werden. Man kann dies folgendermaßen verstehen:

Ist das Produkt von zwei veränderlichen Zahlen oder Größen konstant, so ist ihre Summe am kleinsten, wenn beide einander gleich sind. Nun ist das Volumen, die Masse oder der Preis unserer Spule die Summe des Kernanteils und des Wicklungsanteils. Wäre bei unserer Berechnung das Produkt Kern- mal Wicklungs*volumen* durch die erforderliche Scheinleistung festgelegt, so würde die eben genannte Regel exakte Resultate liefern. Leider aber legt die erforderliche Scheinleistung nicht das Produkt der *Volumen* sondern das Produkt Kern- mal Fenster*querschnitt* fest. Da der Kern und die Wicklung sich jedoch wie zwei Glieder einer Kette umfassen, wird Länge des einen Gliedes hauptsächlich durch den Querschnitt des anderen Gliedes bestimmt und umgekehrt. Also ist bei konstantem Querschnittsprodukt auch das Volumenprodukt einigermaßen konstant. Der Fehler, den wir bei der Bestimmung eines Minimums nach obengenannter Regel gegenüber dem wirklichen Minimum machen, hängt von der Form des Kernes und der Wicklung ab.

Die gesuchten Minima sind nicht scharf, und man kann ein erhebliches Stück von dem ermittelten Verhältnis des Kernquerschnittes zum Fensterquerschnitt abweichen, ohne daß das Volumen, die Masse oder der Preis das Minimum wesentlich überschreiten. Es ist dadurch meistens möglich, eine Eisenkernspule zu konstruieren, die zwei Anforderungen gleichzeitig nahekommt, und die also z.B. nur wenig größer ist als die kleinste und nur wenig mehr kostet als die billigste Spule mit gleicher Scheinleistung und Materialbelastung.

Es gibt jedoch Fälle, bei denen nicht nach einem Minimum sondern nach einer idealen Grenze gestrebt wird. Ein Beispiel dafür ist ein Transformator mit hohen Wirkungsgrad oder eine Drossel mit sehr kleinem Widerstand. Die idealen Grenzen sind dann 100% bzw. 0 ohm. Die Berechnung des Wirkungsgrades wird in Kapitel VII, § 7, Seite 62 besprochen. Im allgemeinen wird der Wirkungsgrad höher bzw. der Widerstand kleiner, wenn die Materialbelastung herabgesetzt wird, also bei einer Vergrößerung des Eisen- und Fensterquerschnittes und damit des Volumens der Spule. Bei der Festlegung einer derartigen Anforderung wird man darum die Erhöhung des Wirkungsgrades gegen die Vergrößerung des Volumens, der Masse und die Erhöhung des Preises abwägen müssen.

KAPITEL II

# DIE BERECHNUNG EINES TRANSFORMATORS

Bei unserer Darstellung nimmt der Transformator eine besondere Stellung ein. Einerseits ist seine Berechnung sehr einfach, wenn man sich auf das Wesentliche beschränkt, weshalb wir auch mit der Berechnung des Transformators beginnen; andererseits treten Erscheinungen, die bei den anderen Spulentypen wesentlich sind, auch beim Transformator auf, allerdings nur als Nebeneffekte. Diese Nebeneffekte des Transformators werden darum erst nach der Berechnung der anderen Spulentypen behandelt.

Bei einem Transformator bestehen die Fensterstromwindungen aus primären und sekundären Stromwindungen. Wenn wir den Magnetisierungsstrom (Nullaststrom) der Primärwicklung vernachlässigen, sind die primären Stromwindungen gleich den sekundären, siehe Kapitel I, §4e. Der Fensterquerschnitt muß darum doppelt so viel Fensterstromwindungen aufnehmen, wie für die Sekundärseite allein erforderlich wären.

Der Gang der vereinfachten Berechnung ist wie folgt: Gegeben sind die Netzspannung $U_1$ und die vom Verbraucher gewünschte Sekundärspannung $U_2$ mit dem Strom $I_2$. Wir nennen die unbekannte Anzahl Windungen primär $n_1$ und sekundär $n_2$, die Windungsspannung $U$ und die gesamten Fensterstromwindungen $I_f$.

Bei Vernachlässigung des primären Nullaststromes ist:

$$I_f = n_1 I_1 + n_2 I_2 \approx 2\, n_2 I_2.$$

Wenn die Primär- und Sekundärwicklung so dicht zusammengewickelt sind, daß das primäre Magnetfeld praktisch vollständig durch die Sekundärwicklung tritt (d.h. die Streuung kann vernachlässigt werden), ist die sekundäre Windungsspannung gleich der primären:

$$U = \frac{U_1}{n_1} \approx \frac{U_2}{n_2}\,.^*$$

Das zu verarbeitende Strom-Spannungs-Produkt ist daher:

$$P = U\, I_f = 2 U_2 I_2.$$

---

* Bei dieser prinzipiellen Betrachtung vernachlässigen wir den ohmschen Spannungsabfall in der Primärwicklung.

Die Windungsspannung ist gleich dem Produkt der spezifischen Windungsspannung $U'$ und dem Kernquerschnitt $A_e$:

$$U = A_e U'.$$

Die Fensterstromwindungen sind gleich dem Produkt der Fensterstromdichte $S$ und dem Fensterquerschnitt $A_f$:

$$I_f = A_f S.$$

Das Querschnittsprodukt $A_e A_f$, das die Abmessungen einer Eisenkernspule im Wesentlichen bestimmt, wird also hier:

$$A_e A_f = \frac{P}{U' S} = \frac{2 U_2 I_2}{U' S}.$$

Die Festlegung der maximal zulässigen spezifischen Windungsspannung $U'$ ist auf Seite 16 näher erläutert; wegen der Wahl der Fensterstromdichte siehe Kapitel VII, besonders § 7, Seite 61.

Wenn wir nun beispielsweise einen Transformator mit minimalem Volumen konstruieren wollen, muß das Kernvolumen etwa gleich dem Wicklungsvolumen sein, also:

$$V_e \approx V_w.$$

Hierbei ist das Kernvolumen als Kernquerschnitt mal mittlere Eisenlänge gegeben, also $A_e l_e$, und das Wicklungsvolumen durch Fensterquerschnitt mal mittlere Windungslänge, also $A_f l_w$. Die Eisenlänge und der Fensterquerschnitt werden durch die Form des Kernbleches bestimmt. Die Wicklungslänge und der Kernquerschnitt hängen ebenfalls von der Form des Kernbleches ab, aber außerdem noch von der Schachtelhöhe des Blechpaketes.

Für minimale Masse müssen Kern und Wicklung etwa gleiche Masse haben. Man hat dann die Bedingung:

$$\gamma_e V_e \approx \gamma_w V_w,$$

worin $\gamma_e$ und $\gamma_w$ die spezifischen Massen des Eisenkerns bzw. der Wicklung darstellen. Die spezifischen Massen von Eisen, Kupfer und Aluminium sind 7,8 g/cm³, 8,9 g/cm³ und 2,7 g/cm³. Der Eisenkern enthält einige Prozent Isoliermaterial und daher ist $\gamma_e$ etwa 7,5 g/cm³. Die Wicklung enthält neben Kupfer oder Aluminium noch eine bedeutende Menge Isolationsmaterial und bei ungetränkter Wicklung außerdem Luft; die spezifische Masse von Isolationsmaterialien, wie Baumwolle und Papier, kann mit etwa 1 g/cm³ angenommen werden, die von Vergußmasse auf Asphaltbasis mit etwa 1,1 g/cm³ und die aus einem thermohärtenden Polyester mit etwa 1,8 g/cm³.

$\gamma_w$ wird darum bei verschiedenen Entwürfen stark schwanken. Aus Berechnungen und Erfahrungen hat sich ergeben, daß man im allgemeinen bei Kupferwicklungen minimale Masse erhält, wenn $A_e \approx A_f$ ist; bei Aluminiumwicklungen muß dagegen $A_e < A_f$ sein.

Für minimalen Preis müssen die Preise des Kerns und der Wicklung aneinander angeglichen werden. Wenn wir die Preise-pro-Masse des Kerns und der fertigen Wicklung $p_e$ bzw. $p_w$ nennen, erhalten wir in erster Annäherung:

$$p_e \gamma_e V_e \approx p_w \gamma_w V_w.$$

Da $p_e$ und $p_w$ nicht nur von den Materialpreisen sondern auch vom Arbeitslohn, den Maschinenkosten usw. abhängen, können wir hier nur allgemein sagen, daß man mehr Eisen nehmen wird, wenn die Wickelkosten durch teure Drahtsorten hoch sind, und umgekehrt.

Weiterhin sei bemerkt, daß ein Wickelkörper mit quadratischem Querschnitt sich leichter bewickeln läßt, als ein Körper mit rechteckigem Querschnitt. In der Praxis wählt man deswegen Pakethöhen, die das 3/4 bis zweifache der Kernbreite betragen mit Bevorzugung des Wertes 1.

Ist man aufgrund der obenstehenden Überlegungen und Berechnungen zu einem bestimmten Kernquerschnitt (und Fensterquerschnitt) gekommen, so können die Windungsspannung $U$ und daraus die Primär- und Sekundärwindungen $n_1$ und $n_2$ berechnet werden.

KAPITEL III

# DIE BERECHNUNG EINER DROSSEL

Beim Transformator haben wir den Magnetisierungsstrom bei einer Überschlagsrechnung vernachlässigen können. Bei der Drossel ist der Strom aber ausschließlich Magnetisierungsstrom und eine Funktion der Spannung. Diese Funktion ist bei 50 Hz für Eisen in Abb. 3 und für Luft in Abb. 5 dargestellt. Aus diesen Kennlinien ist zu ersehen, daß Luft bei einer gegebenen spezifischen Windungsspannung viel mehr Stromwindungen pro Luftlänge benötigt als Eisen pro Eisenlänge, daß man also in einem gegebenen Luftvolumen viel mehr Blindleistung unterbringen kann als im gleichen Eisenkernvolumen. Da Luft obendrein leichter als Eisen ist und nichts kostet, ist sie das gegebene magnetische Material für Drosseln. Darum nehmen wir als Grundlage für die Berechnung einer *Eisen*drossel das *Luft*volumen eines Luftspaltes, was paradox klingen mag.

Aus praktischen Gründen können wir den Eisenkern nicht entbehren. Er bildet nämlich einen Kurzschluß für das Magnetfeld, so daß der erforderliche kleine Luftweg mit Hilfe des Eisenweges zu einem geschlossenen magnetischen Weg ergänzt wird, der durch und um die Wicklung läuft. Wegen der Überlastungsgefahr des Eisens und der Wärmeentwicklung des Leiters ist man jedoch, ebenso wie beim Transformator, an eine bestimmte spezifische Windungsspannung und Fensterstromdichte gebunden, so daß wir aus der gegebenen Scheinleistung den Kern- und den Fensterquerschnitt in gleicher Weise wie beim Transformator ermitteln, wobei hier der Strom jedoch nur einmal berücksichtigt zu werden braucht.

Wenn die Abmessungen der Drossel aufgrund der zulässigen Belastungen bestimmt sind, müssen wir dafür sorgen, daß sich der Strom, der ja ein reiner Magnetisierungsstrom ist, auf den erforderlichen Wert einstellt. Wie wir gesehen haben, wird dies durch die richtige Dimensionierung des Luftspaltes bestimmt. Die Weglänge des Magnetfeldes im Luftspalt muß zunächst so groß sein, daß die Stromwindungen der Drossel gleich den Magnetisierungsstromwindungen sind, die in der Luft für die richtige Windungsspannung erforderlich sind. Da das Eisen für den darin verlaufenden Weg des Magnetfeldes auch noch Stromwindungen benötigt, wird der Luftweg dementsprechend etwas kürzer gemacht. Wieviel Stromwindungen für die Eisenlänge

erforderlich sind, wird mit Hilfe von Abb. 3 bestimmt. Welche Luftlänge für das Verarbeiten der übrigen Stromwindungen erforderlich ist, wird anhand der „Luftlinie" von Abb. 5 berechnet.

Der Gang der Berechnung ist wie folgt: Gegeben sind für die Drossel die Spannung $U_n$ und der Strom $I_n$; die zu verarbeitende Scheinleistung ist: $P = U_n I_n$, und das Produkt aus Windungsspannung $U$ und Fensterstromwindungen $I_f$, d.h. $U I_f = P$. Nach Festlegung der zulässigen spezifischen Windungsspannung $U'$ und der Fensterstromdichte $S$ erhalten wir das Produkt von Kernquerschnitt und Fensterquerschnitt mit $A_e A_f = P/(U'S)$. Um z.B. minimales Volumen zu erhalten, gleichen wir wieder das Kernvolumen etwa dem Wicklungsvolumen an, wonach wir eine geeignete Kernblechform und Pakethöhe unter Berücksichtigung des Wertes von $A_e A_f$ wählen können. Die gesamte Weglänge des Magnetfeldes in dem verwendeten Kernblech sei $l$. Wir bestimmen nun die erforderliche Länge $l_l$ des Luftspaltes.

Das Eisen benötigt $I_e = I' l_e$, wobei $l_e$ die Eisenlänge ist, die wir etwa gleich $l$ setzen können; $I'$ folgt aus Abb. 3 mit Hilfe von $U'$. Die übrigen Stromwindungen $I_l$, die vom Luftspalt aufgenommen werden müssen, betragen:

$$I_l = I_f - I_e = I_l' l_l.$$

Der Betrag der spezifischen Stromwindungen $I_l'$ für Luft ergibt sich aus der Luftlinie Abb. 5 mit Hilfe der spezifischen Windungsspannung $U'$. Dann kann die erforderliche Luftspaltlänge berechnet werden:

$$l_l = \frac{I_l}{I_l'}.$$

Zum Schluß folgt die Windungszahl aus der Windungsspannung $U$:

$$n = \frac{U_n}{U},$$

wobei $U$ bestimmt wird durch:

$$U = A_e U'.$$

Beim vollbelasteten Transformator haben wir den Einfluß der magnetischen Eigenschaften des Eisenkerns auf die Fernsterstromwindungen vernachlässigt, da diese Stromwindungen hauptsächlich durch die sekundären Stromwindungen bestimmt werden. Bei der Drossel haben wir die für die Eisen-

länge benötigten Stromwindungen nur als Korrektion behandelt, da hier die Stromwindungen hauptsächlich vom Luftspalt abhängen. Die Funktion des Transduktors, der im folgenden Abschnitt besprochen wird, beruht demgegenüber vollständig auf den magnetischen Eigenschaften des Eisenkerns.

KAPITEL IV

# DIE BERECHNUNG EINES TRANSDUKTORS

## § 1. Allgemeine Gesichtspunkte

Die magnetischen Eigenschaften des Eisens werden durch Gleichstrom-Vormagnetisierung geändert, die von Luft dagegen nicht. Darum wird bei einem Transduktor im Gegensatz zur Drossel kein Luftspalt verwendet.

Ein Transduktor enthält im Prinzip eine Wechselstrom- und eine Gleichstromwicklung, die auf einen Eisenkern gewickelt sind. Um zu verhindern, daß an den Klemmen der Gleichstromwicklung eine Wechselspannung auftritt, ist ein Transduktor in der Praxis meistens so gewickelt, daß bei zwei nebeneinanderliegenden und einander gleichen Wechselstromdrosselspulen Fensterfläche für eine gemeinsame Gleichstromwicklung ausgespart wird, die beide Kerne umfaßt; siehe Abb. 8. Die Wechselstromwicklungen werden so miteinander verbunden und zwar oftmals in Serienschaltung, daß sich die in der Gleichstromwicklung induzierten Wechselspannungen aufheben.

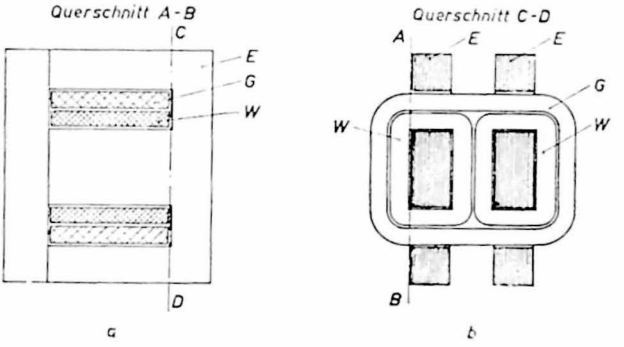



Abb. 8. Prinzipaufbau eines Transduktors. Zwei gleiche Eisenkerne $E$ haben je eine gleiche Wechselstromwicklung $W$ und eine gemeinsame Gleichstromwicklung $G$. Die Wechselstromwicklungen sind so geschaltet, daß an der Gleichstromwicklung keine Wechselspannung entsteht. Die Querschnitte der Wicklungen und Kerne sind in a bzw. b zu sehen.

Da bei dieser Konstruktion überall im Kern das Wechselfeld und das regelnde Gleichfeld gleichzeitig vorhanden sind, wird das Eisen voll ausgenutzt. Man erhält darum bei dieser Bauweise bei einer bestimmten Scheinleistung den kleinsten Transduktor mit dem größten Steuerbereich. Wir wollen uns bei den weiteren Betrachtungen auf diesen Typ beschränken.

An den Klemmen eines Transduktors können je nach Art der angeschlossenen Schaltung und abhängig vom Steuergleichstrom, viele Kombinationen von Wechselspannung und -strom auftreten. In einem Stromspannungsdiagramm kann man jede dieser Kombinationen durch einen Punkt darstellen. Werden beim Steuern verschiedene dieser Punkte durchlaufen, erhält man eine Linie, die wir Arbeitslinie nennen wollen. Eine derartige Arbeitslinie gibt die Anforderungen wieder, die an einen bestimmten zu bauenden Transduktor gestellt werden.

Im folgenden Paragrafen wird angegeben, wie solch ein Transduktor mit Hilfe des Magnetisierungsdiagramms, das für spezifische Stromwindungen und spezifische Windungsspannungen, also für die auf eine Windung und Einheitslänge bzw. Einheitsquerschnitt reduzierten Strom- und Spannungswerte gilt, entworfen werden kann.

## § 2. Der brauchbare Arbeitsbereich im Magnetisierungsdiagramm

Zuerst wollen wir besprechen, wie man in den Kurven von Abb. 7 (Seite 14) den Bereich bestimmt, der für unseren Zweck geeignet ist. Dieses Arbeitsgebiet ist durch verschiedenartige Grenzen umschlossen. Nach unten und zum Teil auch nach rechts bildet die Kennlinie für Siliziumeisenblech ohne Vormagnetisierung ($I_g' = 0$) die Grenze. Nach rechts wird das Gebiet auch durch das starke Ansteigen dieser Linie in der Gegend von 30 mV/cm$^2$ begrenzt. Hierdurch wird der erreichbare Steuerfaktor klein; das ist beispielsweise bei einer konstanten Wechselspannung der Quotient der Werte des Wechselstroms in maximal gesteuertem Zustand ($I_g'$ maximal) und in ungesteuertem Zustand ($I_g' = 0$).

Rechts unten ist außerdem noch ein mehr oder weniger unbrauchbarer Bereich, weil dort die Steuerwirkung, also die Wechselstrom- und Spannungsvariation als Funktion der Gleichstromvariation, zu klein und weniger linear ist. Nach oben bereitet der Verlauf der Kurven weniger Schwierigkeiten, doch verbietet die Erwärmung der Wicklung, d.h. ein elektrischer, nicht ein magnetischer Einfluß, einen hohen Wert der spezifischen Wechselstromwindungen $I'$. An der linken Seite der Kurven werden wir wieder durch eine Eigenschaft des magnetischen Kettengliedes eingeengt, da sich auch

hier ein Bereich von schlechter nichtlinearer Steuerung befindet. In diesem Bereich, besonders links unten, ist außerdem eine unverhältnismäßig große Gleichstromleistung zur Steuerung erforderlich.

## § 3. Das Einpassen einer reduzierten Kennlinie in den brauchbaren Arbeitsbereich

Nachdem nun die Grenzen des brauchbaren Arbeitsbereiches in Abb. 7 angegeben sind, wollen wir eine gerade Kennlinie in den Arbeitsbereich einpassen. Wir gehen hierbei beispielsweise von einem Transduktor aus, der folgende einfache Anforderungen erfüllen soll: Beim Übergang vom ungesteuerten zum maximal gesteuerten Zustand soll der Wechselstrom durch den Transduktor zunehmen, während die Wechselspannung an seinen Klemmen abnimmt. Außerdem wird der Transduktor ausschließlich so verwendet, daß seine Arbeitskennlinie in einem Wechselstromspannungsdiagramm durch eine gerade Linie dargestellt werden kann. Es werden keine besonderen Anforderungen an das gegenseitige Verhältnis zwischen gesteuertem Wechselstrom oder -spannung und dem steuernden Gleichstrom gestellt.

Die dementsprechenden Daten erhält man wie folgt: Aus den Anforderungen ist die Wechselspannung und der Wechselstrom des Transduktors im ungesteuerten wie im maximal gesteuerten Zustand bekannt. Dadurch ist das Verhältnis der äußersten Spannungswerte und der äußersten Stromwerte bestimmt, das selbstverständlich auch für die spezifische Windungswechselspannung $U'$ bzw. die spezifischen Magnetisierungswechselstromwindungen $I'$ von Abb. 7 gilt.

Wir ersetzen nun die Kennlinie des zu entwerfenden Transduktors durch eine „reduzierte Kennlinie" von veränderlicher Länge, die wir in Abb. 7 verschieben können. Der Ausdruck „reduziert" deutet an, daß wir zu spezifischen Größen übergehen. Die Länge dieser Linie und ihre Lage sind dadurch bestimmt, daß ihre Endpunkte folgenden Anforderungen entsprechen müssen: Der Arbeitspunkt rechts unten stellt die Kombination von maximaler Spannung und minimalem Strom dar, der Arbeitspunkt links oben bildet die Kombination von minimaler Spannung und maximalem Strom (und maximalem Steuergleichstrom) ab; außerdem müssen die gegebenen Verhältnisse von maximaler zu minimaler Wechselspannung bzw. -strom beim Verschieben der reduzierten Kennlinie im Diagramm stets eingehalten werden. Um kleine Transduktoren zu erhalten, möchten wir die reduzierte Kennlinie in den Bereich hoher Eisen- und Fensterbelastungen bringen. Wir versuchen darum, möglichst weit in die rechte obere Ecke von

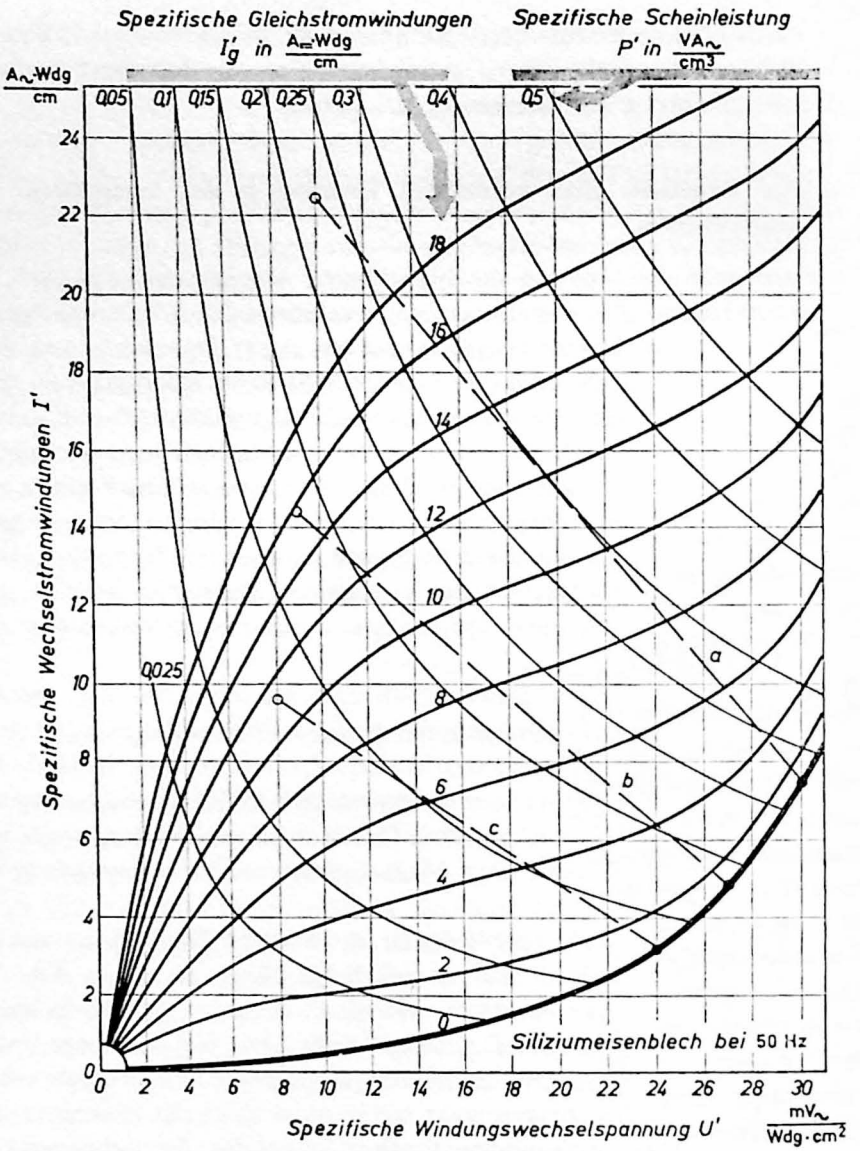



Abb. 9. Beispiel für das Einpassen einer reduzierten Kennlinie, die der geforderten Kennlinie eines Transduktors entspricht, in Abb. 7, die in vereinfachter Form wiedergegeben ist. Gesucht ist eine maximale Steuerung von 3 : 1 für die Spannung am Transduktor bei einer gleichzeitigen Stromsteuerung von 1 : 3. In der Abb. sind drei mögliche Lagen für die reduzierte Kennlinie angegeben: a, b und c. Linie a kennzeichnet einen Transduktor mit kleinen Abmessungen. Es besteht aber die Gefahr, daß er bei maximaler Steuerung zu warm wird; auch erfordert hier die Steuerung eine unverhältnismäßig große Gleichstromänderung. Bei der Verwirklichung von c erhalten wir einen unnötig großen Transduktor. b wird darum vermutlich einen guten Kompromiß zwischen den verschiedenen Gesichtspunkten darstellen.

Abb. 7 zu kommen, sofern die geforderte Kennlinie und die Grenzen des brauchbaren Arbeitsbereiches dieses zulassen. Abb. 9 zeigt hierfür ein praktisches Beispiel.

Bei unserem Beispiel haben wir uns auf den einfachen Fall beschränkt, daß als Arbeitskennlinie des zu berechnenden Transduktors eine gerade Linie verlangt wird. Es sind aber viele Schaltungen denkbar, in denen man Wechselströme und -spannungen mit Hilfe von Transduktoren steuern will. Bei jeder dieser Schaltungen müßte dann die Kennlinie des gewünschten Transduktors durch eine andere Kurve dargestellt werden. Obendrein können in ein und derselben Schaltung die übrigen Schaltelemente, z.B. Widerstände und Induktivitäten, ihren Wert ändern, und auch die Spannung oder der Strom der Energiequelle können sich ändern.

Daraus ist zu erkennen, daß ein Transduktor nicht nur eine bestimmte Kennlinie, sondern einen ganzen Arbeitsbereich haben kann, in dem sein Verhalten nicht nur von seinen eigenen Eigenschaften, sondern auch von denen der angeschlossenen Schaltung abhängt. Da wir uns hier mit dem Entwerfen von Transduktoren beschäftigen und nicht mit den dazugehörenden Schaltungen, müssen wir die Anforderungen, die die Schaltung an den Transduktor stellt, als gegebene elektrische Unterlagen erhalten.

Diese Unterlagen können durch die Hüllkurve eines Arbeitsbereichs in einem Stromspannungsdiagramm zusammengefaßt werden, innerhalb derer alle vorkommenden Kennlinien, also alle Arbeitspunkte des gesuchten Transduktors, liegen. So wie wir in Abb. 9 eine reduzierte Kennlinie in den ausnutzbaren Arbeitsbereich eingepaßt haben, wollen wir in Abb. 11 zeigen, wie man dies für eine reduzierte Kenn*fläche* tun kann.

## § 4. Das Einpassen einer reduzierten Kennfläche in den brauchbaren Arbeitsbereich

Gegeben ist die Hüllkurve des Arbeitsbereiches des verlangten Transduktors in einem Stromspannungsdiagramm, z.B. das Rechteck in Abb. 10. Wir müssen nun eine dieser Figur entsprechende reduzierte Kennfläche möglichst gut in den ausnutzbaren Arbeitsbereich von Abb. 7 einfügen, siehe Abb. 11. Für die Beziehung zwischen beiden Figuren gilt folgende Regel: Haben zwei willkürlich gewählte Punkte in dem umschriebenen Bereich von Abb. 10 ein bestimmtes Stromverhältnis und ein bestimmtes Spannungsverhältnis, so müssen die entsprechenden Punkte der reduzierten Kennfläche in Abb. 11 das gleiche Verhältnis der spezifischen Wechselstromwindungen bzw. das gleiche Verhältnis der spezifischen Windungsspannungen haben.

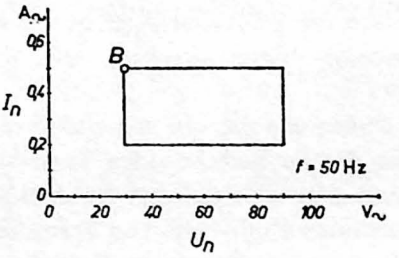



Abb. 10. Beispiel des Arbeitsbereiches eines zu berechnenden Transduktors. In einem Wechselstromspannungsdiagramm wird durch eine umhüllende Rechtecklinie der Bereich abgegrenzt, in dem alle Stromspannungskombinationen liegen, die der gesuchte Transduktor bei verschiedenen Belastungen und bei verschiedenen Einstellungen zu verarbeiten bekommt. Das größte Spannungsverhältnis ist in unserem Beispiel 1 : 3, das größte Stromverhältnis 1 : 2,5.

In Abb. 11 sind drei Rechtecke eingetragen, die alle mit der vorgeschriebenen Arbeitsfläche übereinstimmen. Wir wollen nun untersuchen, welche dieser Rechtecke am besten zum Entwurf des Transduktors geeignet ist. Das größte Rechteck (rechts oben) würde die kleinsten Abmessungen ergeben, aber der auf dieser Grundlage berechnete Transduktor würde in maximal gesteuertem Zustand (siehe die Ecke links oben) wegen der großen Strombelastung der Wechselstrom- und Gleichstromwicklung vermutlich zu warm werden. Bei dem kleinen Rechteck links unten würde dieser Nachteil nicht auftreten; ein mit dieser reduzierten Kennfläche berechneter Transduktor würde dafür aber übertrieben groß werden. Das mittlere Rechteck wird ein guter Kompromiß zwischen den beiden anderen Möglichkeiten sein. Auch ist die Linearität der Steuerung im mittleren Rechteck etwas besser als im unteren, d.h. wenn wir eine bestimmte Kennlinie im Arbeitsbereich vervolgen, schwankt der entsprechende Abstand zwischen zwei benachbarten Magnetisierungskurven weniger beim mittleren als beim unteren Rechteck.

Es sollen nun einige allgemeine Anmerkungen über das Einpassen einer reduzierten Kennlinie oder -fläche folgen. Sobald wir eine bestimmte Lage für die reduzierte Kennfläche in Abb. 7 festgelegt haben, müssen wir anhand des Gleichstromparameters kontrollieren, ob der für maximale Steuerung erforderliche Wert $I_g'$ (spezifische Gleichstromwindungen) nicht wesentlich größer als der dazugehörende Wert $I'$ (spezifische Wechselstromwindungen) ist. Trifft dies zu, so können wir nämlich einen unerwünscht großen Transduktor erhalten. Man sucht dann besser in Abb. 7 ein Gebiet auf, in dem zwar die Eisenbelastung, aber auch das Verhältnis Steuergleichstrom zu Gebrauchswechselstrom kleiner ist.

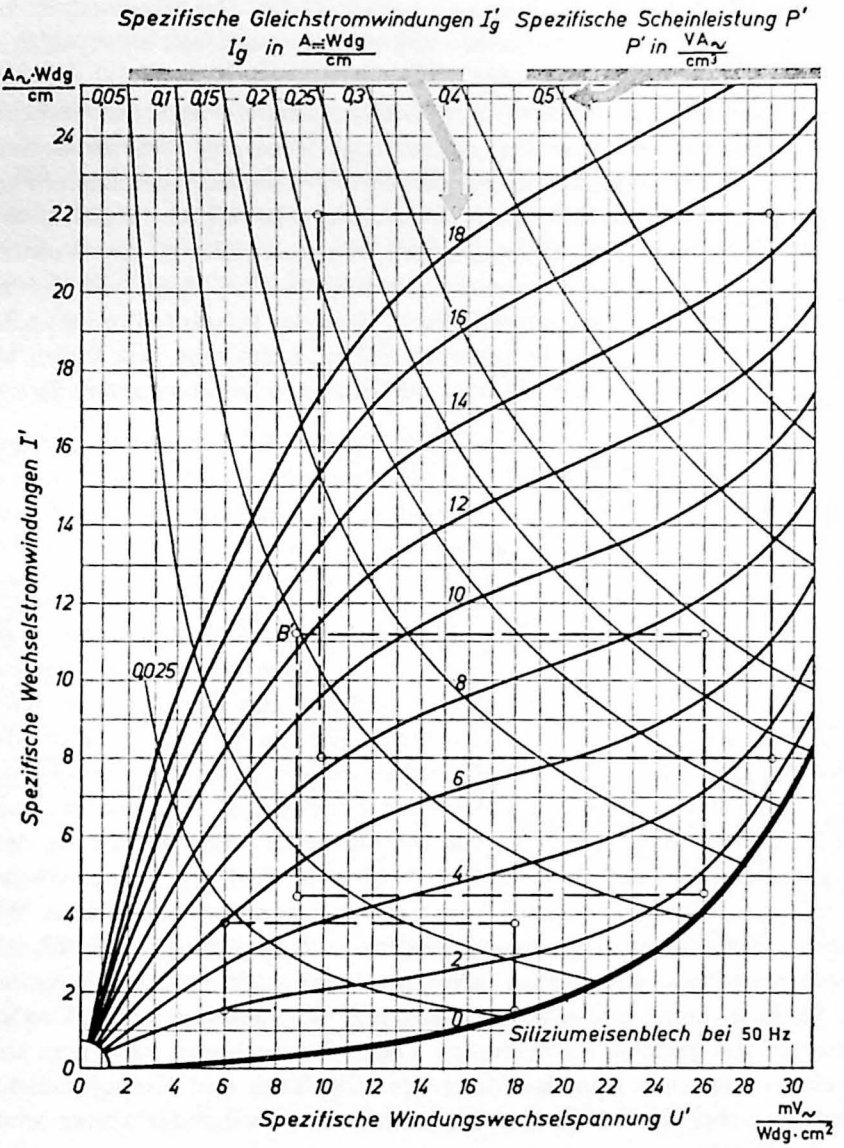



Abb. 11. Beispiel für das Einpassen einer reduzierten Kennfläche, die dem in Abb. 10 angegebenen Arbeitsbereich entspricht, in Abb. 7, die hier in vereinfachter Form wiedergegeben ist. Es werden hier drei Möglichkeiten gezeigt, wie die reduzierte Kennfläche eingetragen werden kann.

Im Bereich der kleinsten Steuerströme und hoher Eisenbelastung (rechts unten in Abb. 7) bleibt die Steuerung gering. Wenn dies unerwünscht ist, kann man mit kleiner Vormagnetisierung beginnen, z.B. mit einem Gleichstrom, der 1–3 A·Wdg/cm entspricht.

Die praktische Grenze eines mit Transduktoren erzielbaren Arbeitsbereiches ist gegeben, wenn bei gleichzeitiger Steuerung von Strom und Spannung das Produkt des maximalen Strom- und des maximalen Spannungsverhältnisses etwa den Wert 10 erreicht. Mit diesen Verhältnissen sind die Quotienten der maximalen und minimalen Werte des Wechselstromes bzw. der Wechselspannung gemeint, die bei dem betreffenden Transduktor vorkommen können. In Abb. 10 ist das genannte Produkt z.B.: (0,5/0,2) × (90/30) = 7,5. In extremen Fällen, wenn man den Strom bei konstanter Spannung steuern will oder die Spannung bei konstantem Strom, kann man den Wert 10 nicht erreichen.

## § 5. Die Bauvorschrift

Wir wollen nun besprechen, wie die Bauvorschrift eines Transduktors, dessen reduzierte Kennfläche ihren Platz im Magnetisierungsdiagramm erhalten hat, bestimmt wird. Im Gegensatz zur Berechnung eines Transformators und einer Drossel mit Luftspalt liegt hier das Kernvolumen durch die magnetischen Eigenschaften des Eisens fest, wobei bei der Wahl der Abmessungen auch das durch die Grenzbelastungen gegebene Querschnittsprodukt beachtet werden muß. Das Kernvolumen des Transduktors, also das Produkt Kernquerschnitt $A_e$ mal Eisenlänge $l_e$, folgt nämlich aus dem Vergleich eines willkürlich gewählten Punktes in dem gegebenen Arbeitsbereich mit dem entsprechenden Punkt in der reduzierten Kennfläche. Wir wollen uns daraufhin beispielsweise den Punkt $B$ in Abb. 10 und den entsprechenden Punkt $B'$ in Abb. 11 ansehen. Punkt $B$ gibt eine Scheinleistung an, Punkt $B'$ eine spezifische Scheinleistung; der Quotient dieser Größen liefert uns das gesuchte Kernvolumen. Dieses Kernvolumen kann man nun durch verschiedenen Kombinationen von Eisenlänge und Kernquerschnitt erhalten, wobei die zugehörigen Transduktoren voneinander abweichende Windungszahlen haben.

Zur weiteren Berechnung können wir die aus Gründen der Wirtschaftlichkeit oder Erwärmung maximal zugelassene Fensterstromdichte, die beim Arbeitspunkt $B$ bzw. $B'$ auftreten darf, als bestimmende Größe hinzufügen. Bei diesen Punkten sind nämlich der Wechsel- und der Steuerstrom am größten. Hiermit sind die Daten des Transduktors im wesentlichen festgelegt;

eine gewisse Variationsmöglichkeit besteht noch bei der Wahl der Form des Kernbleches und der Pakethöhe.

Nehmen wir nun auch noch die Form des Bleches, z.B. das E-I-Blech von Abb. 12 an, so sind die für die richtige Steuerung erforderlichen Kernabmessungen und die Windungszahl festgelegt, wie aus folgender Berechnung zu ersehen ist.

Wenn wir in Punkt $B$ von Abb. 10 eine Wechselspannung $U_n$ und einen Wechselstrom $I_n$ haben, und $U'$ und $I'$ die entsprechenden spezifischen Werte im Arbeitspunkt $B'$ von Abb. 11 sind, ist das Kernvolumen des gesuchten Transduktors durch:

$$V_e = A_e \; l_e = \frac{U_n \, I_n}{U' \, I'} = \frac{P}{U' \, I'} = \frac{U \, I}{U' \, I'} ,$$

gegeben, wenn wir $P$ die Scheinleistung des Transduktors im Arbeitspunkt $B$ nennen, und $U$ und $I$ die vorläufig noch unbekannte Windungsspannung bzw. Wechselstromwindungen in diesem Punkt sind.

In den Fensterquerschnitt $A_f$ kommen außer den Wechselstromwindungen $I$ auch die Gleichstromwindungen $I_g$. Das Verhältnis von $I$ und $I_g$ im Arbeitspunkt $B$ ist das gleiche wie das Verhältnis der entsprechenden spezifischen Werte $I'$ und $I_g'$ im Punkt $B'$, die wir in Bild 11 ablesen können. Unter Berücksichtigung des Wirkungsgrades oder der thermischen Faktoren (siehe Kapitel VII) bestimmen wir nun die maximal zugelassene Fensterstromdichte $S$ für den Wechselstrom und $S_g$ für den Steuergleichstrom; für den gesuchten Fensterquerschnitt $A_f$ erhalten wir dann die Beziehung:

$$A_f = \frac{I}{S} + \frac{I_g}{S_g} = \frac{I}{S} \left( 1 + \frac{I_g' \, S}{I' \, S_g} \right) .$$

Da der Kernquerschnitt $A_e$ durch die Windungsspannung $U$ und durch die spezifische Windungsspannung $U'$ des Arbeitspunktes $B'$ bestimmt ist: $A_e = U/U'$, erhalten wir für das Querschnittsprodukt:

$$A_e \, A_f = \frac{U \, I}{U' \, S} \left( 1 + \frac{I_g' \, S}{I' \, S_g} \right) = \frac{P}{U' \, S} \left( 1 + \frac{I_g' \, S}{I' \, S_g} \right) .$$

Nun können wir noch die Form des Kernbleches wählen. Zu jeder Form gehört ein bestimmter Zusammenhang zwischen Eisenlänge $l_e$ und Fensterquerschnitt $A_f$, der wie folgt formuliert werden kann:

$$A_f = c \, l_e^2 .$$

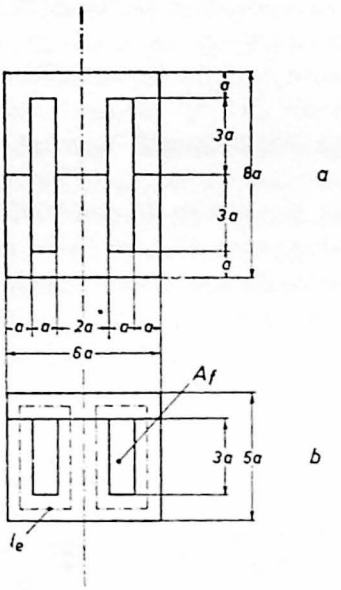



Abb. 12. E-I-Blech. Aus dem ursprünglichen Blech mit den Abmessungen $6a$ und $8a$ (siehe Abb. 12*a*) werden zwei E-förmige und zwei I-förmige Stücke gestanzt, wodurch wir zwei Transformatorbleche erhalten. Das I-Stück mit den Abmessungen $6a$ und $a$ ergibt das Abschlußstück für das E-Stück mit den Außenabmessungen $4a$ und $6a$ (siehe Abb. 12*b*). Der Mittelschenkel des E-Stückes, um den im allgemeinen die Wicklung kommt, hat die Breite $2a$; die Eisenlänge $l_e$ beträgt $12a$, und der Fensterquerschnitt $A_f$ beträgt $3a^2$.

Den Faktor $c$ kann man für verschiedene Blechformen aus der Zeichnung des betreffenden Bleches erhalten. Für E-I-Blech (siehe Abb. 12) ist z.B. $l_e = 12a$ und $A_f = 3a^2$, wobei $a$ die kleine Seite des Fensterquerschnittes sein soll. Daraus ergibt sich:

$$c = \frac{3}{12^2} \approx 0{,}021 .$$

Aus:

$$\frac{A_f}{l_e} = c\, l_e \text{ und } V_e = l_e\, A_e$$

folgt die Eisenlänge:

$$l_e = \frac{A_e\, A_f}{c\, V_e} ,$$

womit die Abmessungen des Transduktors festgelegt sind.

Steht kein Kernblech mit der berechneten Eisenlänge zur Verfügung, so

muß das Eisenvolumen mit der Pakethöhe, also durch Änderung von $A_e$, auf den richtigen Wert gebracht werden, wodurch man im richtigen Steuerbereich bleibt. In diesem Fall muß man von den festgesetzten Fensterstromdichten $S$ und $S_g$ abweichen, wenn die gewählte Form des Kernbleches unverändert bleiben soll. Die Windungszahl muß dann ebenfalls mit der wirklichen Eisenlänge in Übereinstimmung gebracht werden. Die Wechselstromwindungen in maximal gesteuertem Zustand (Arbeitspunkt $B'$) werden: $I = l_e I'$ und die Windungszahl der Wechselstromwicklung:

$$n = \frac{I}{I_n} .$$

Die Gleichstromwindungen werden hierbei:

$$I_g = l_e I_g'$$

und die Windungszahl der Steuerwicklung:

$$n_g = \frac{I_g}{I_{gn}} ,$$

wenn wir den maximalen Steuergleichstrom $I_{gn}$ nennen.

Ist nicht der maximale Gleichstrom, sondern die maximale Gleichspannung $U_{gn}$ gegeben, so berechnen wir die Windungszahl der Steuerwicklung auf folgende Weise: Aus den Gleichstromwindungen $I_g$ ergibt sich die Windungsgleichspannung $I_g R_g$, wenn die gesamte Steuerwicklung aus einer einzigen Windung bestehen würde, deren Widerstand:

$$R_g = \varrho \frac{l_g}{f_g A_g}$$

ist. Hierin bedeuten $\varrho$ der spezifische Widerstand des Drahtes, $l_g$ die mittlere Windungslänge der Steuerwicklung, $A_g$ der Teil des Fensterquerschnittes, der für diese Wicklung zur Verfügung steht und $f_g$ der Füllfaktor, also das Verhältnis der Summe aller Drahtquerschnitte in der Gleichstromwicklung zu $A_g$. Die Windungszahl folgt dann aus dem Verhältnis der gegebenen Gleichspannung zu der Windungsgleichspannung:

$$n_g = \frac{U_{gn}}{I_g R_g} .$$

Eine ausführlichere Erörterung des Wicklungswiderstandes steht auf S. 49.

In der praktischen Ausführung wird, wie auf Seite 25 erwähnt, der Kern in zwei gleichgroße Teile mit halber Pakethöhe geteilt, siehe Abb. 8. Bei Serienschaltung der beiden Wechselstromwicklungen erhält jede die ganze

berechnete Windungszahl $n$, da wegen der Halbierung des Kernquerschnittes beide Transduktorhälften nur die halbe Windungsspannung haben, während der Strom der gleiche bleibt, da die Eisenlänge beim Aufteilen des Kernes nicht geändert wird. Wenn beide Wechselstromwicklungen parallelgeschaltet werden, erhält jede die doppelte Windungszahl, also $2n$.

Bei der Konstruktion eines Transduktors wird man eine Pakethöhe anstreben, die kleiner ist als die Breite des bewickelten Mittelschenkels (siehe Abb. 8b). Hierdurch weichen die Wechselstromwicklungen $W$ zwar von der leicht zu wickelnden quadratischen Form ab, aber die Gleichstromwicklung $G$ kommt ihr dadurch näher.

## § 6. Verzerrungen

Wie auf S. 16 bereits angedeutet wurde, können bei Eisenkernspulen Verzerrungen der Sinusform des Stromes oder der Spannung entstehen. Sie werden durch die Nichtlinearität der magnetischen Eigenschaften des Eisens verursacht, was durch die Krümmung der Kennlinien in Abb. 7 zum Ausdruck kommt. Das Eisen wird bei höheren Belastungen gesättigt: der Magnetisierungsstrom nimmt nun stärker zu als die Spannung, und die Kennlinien nähern sich der Steilheit der Kennlinie für Luft. (In Abb. 7 hat die Luft-Kennlinie aus praktischen Gründen einen vom Rest abweichenden vertikalen Maßstab erhalten). Das bedeutet für den magnetisierenden Wechselstrom, daß, ohne Vormagnetisierung, bei höherer spezifischer Windungsspannung pro Frequenz, z.B. 0,5 mV/(Wdg·cm$^2$·Hz), und bei einer sinusförmig mit der Zeit verlaufenden Spannung, die Zeitkurve des Magnetisierungsstromes eine spitzere Form erhält.*

Diese Erscheinung läßt sich am deutlichsten bei einem unbelasteten Transformator und einem nicht gesteuerten Transduktor nachweisen. Bei einem belasteten Transformator wird die Form des Magnetisierungsstromes durch die des Belastungsstromes überdeckt. Bei einer Drossel mit Luftspalt wird diese Erscheinung durch die magnetische Linearität des Luftspaltes abgeschwächt.

In einem gesteuerten Transduktor der Bauform nach Abb. 8 wird die magnetische Sättigung des einen Kernes durch das Gleichfeld während der einen Hälfte der Wechselstromperiode verstärkt und während der anderen Hälfte abgeschwächt; beim anderen Kern ist es umgekehrt. Die endgültige

* Der zeitliche Verlauf von Spannungen und Strömen kann oszillographisch beobachtet und gemessen werden.

Form des Stromes wird durch beide Kerne zusammen bestimmt. Im allgemeinen muß man bei den von uns betrachteten Transduktoren mit einer nicht immer zu vernachlässigenden Verzerrung des Wechselstromes oder der Wechselspannung rechnen. Je nachdem, ob Serien- oder Parallelschaltung der Wechselstromwicklungen erfolgt, kann man die Verzerrungen und die Ausgleichsströme in den verschiedenen Wicklungen beeinflussen.

Wenn man einen Transduktor baut, in dem die Richtung des regelnden Gleichfeldes quer zum Wechselfeld steht, hat dieser Transduktor u.a. kleinere Verzerrungen. Da diese Art der Transduktoren schwieriger zu bauen ist und sie relativ groß werden, wollen wir nicht weiter darauf eingehen.

KAPITEL V

# DIE BERECHNUNG EINES STREUFELD-TRANSFORMATORS

Bei einem Streufeld-Transformator sind die primäre und die sekundäre Wicklung nicht wie bei einem normalen Transformator übereinander gewickelt, sondern liegen getrennt auf dem Kern (siehe die schematische Darstellung in Abb. 13).

Bei den *üblichen Transformatoren* geht das gesamte Feld durch beide Wicklungen, so daß die Windungsspannungen in beiden Wicklungen einander gleich sind und mit konstanter Netzspannung auch bei Belastung nahezu unverändert bleiben. Die Belastung beeinflußt lediglich den Primärstrom, der soviel zunimmt, daß der Einfluß des Sekundärstroms auf das Feld aufgehoben wird; siehe Kapitel I, § 4e, S. 13.

Beim *Streufeld-Transformator* geht das gesamte Primärfeld nur dann durch die Sekundärwicklung, wenn diese nicht belastet ist. In diesem Fall ist also die sekundäre Windungsspannung gleich der primären (Abb. 13a).

Bei Belastung geht dagegen ein Teil des primären Feldes infolge der Gegenwirkung der sekundären Stromwindungen nicht mehr durch den sekundären Schenkel, sondern durch den Luftraum zwischen den zwei Jochen. Wegen dieser „Streuung" des Feldes spricht man von „Streufeld-Transformatoren". Durch den sekundären Schenkel geht dann nur der übrigbleibende Teil des Primärfeldes, sodaß die sekundäre Windungsspannung bei Belastung kleiner als die primäre Windungsspannung wird (Abb. 13b).

Erhöhen wir die Belastung, so geht ein immer größer werdender Teil des Primärfeldes durch den Luftraum; das Feld in der Sekundärwicklung und damit die sekundäre Windungsspannung werden immer kleiner. Bei Kurzschluß der Sekundärwicklung geht das gesamte Primärfeld durch den Luftraum; das Feld in der Sekundärwicklung und damit die sekundäre Windungsspannung werden praktisch gleich Null (Abb. 13c).

Wir wollen nun die Verteilung des Primärfeldes, also der primären Windungsspannung, über den sekundären Schenkel und den Luftweg bei induktiver und bei ohmscher Belastung näher untersuchen.

Wir betrachten zunächst einen Streufeld-Transformator mit induktiver Belastung, weil dessen Eigenschaften denen einer Drossel mit Luftspalt

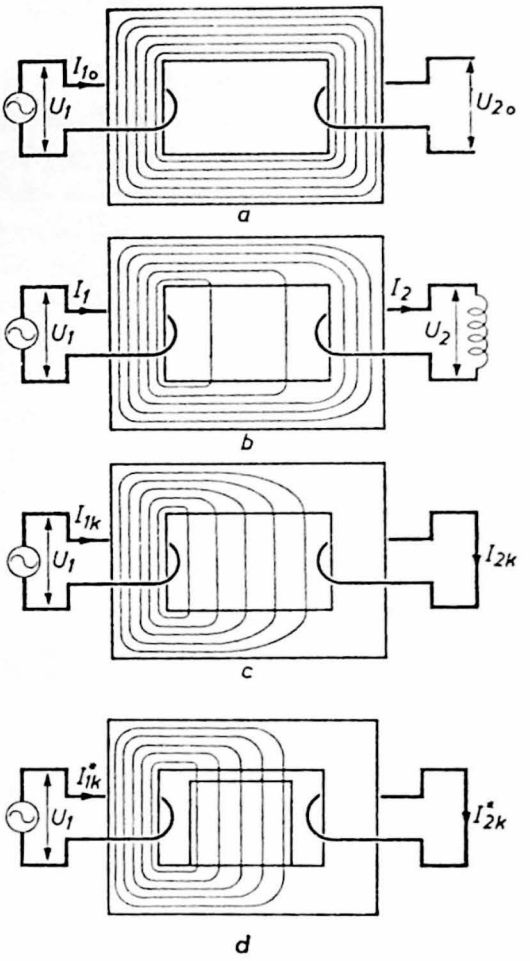



Abb. 13. Schematische Darstellung eines Streufeld-Transformators mit der primären Windungsspannung $U_1$ in verschiedenen Betriebszuständen.

a) Sekundär offen: Die sekundäre Windungsspannung $U_{2o}$ ist nahezu gleich der primären Windungsspannung; die primären Stromwindungen $I_{1o}$ sind hier wegen ihrer Proportionalität mit dem magnetischen Widerstand des Eisenkerns klein.

b) Sekundär mit einer Spule belastet: Wegen der Gegenwirkung der sekundären Stromwindungen geht nur ein Teil des Primärfeldes durch die Sekundärwicklung, während sich der übrige Teil durch die Luft schließt. Demzufolge ist die sekundäre Windungsspannung kleiner als die primäre Windungsspannung.

c) Sekundär kurzgeschlossen: Die sekundären Kurzschluß-Stromwindungen $I_{2k}$ sind etwa gleich den primären Stromwindungen $I_{1k}$, die hier wegen ihrer Proportionalität mit dem magnetischen Widerstand des Luftweges groß sind.

d) Sekundär kurzgeschlossen, der Luftweg ist zum großen Teil durch Eisen überbrückt: $I_{2k}^* \approx I_{1k}^*$ ist nun bedeutend kleiner als bei c, da der magnetische Widerstand des Kreises viel kleiner ist und etwa dem Widerstand des noch verbliebenen Luftspaltes entspricht.

ähneln: der Strom hat nämlich in beiden Fällen eine Phasenverschiebung von 90° gegenüber der Spannung.

Der Streufeld-Transformator mit unbelasteter Sekundärwicklung (Abb. 13a) verhält sich wie eine Drossel ohne Luftspalt. Wenn die Belastung des Eisenkerns infolge der primären Netzspannung hinreichend unter der Sättigung bleibt, ist die Windungsspannung an allen Stellen des Kerns gleich der primären Windungsspannung; es fließt ein kleiner Primärstrom, der die Stromwindungen für den Weg des Feldes im Eisenkern liefert.

Anschließend entfernen wir die Sekundärwicklung des Streufeld-Transformators und bringen im sekundären Schenkel einen ziemlich langen Luftspalt an, siehe Abb. 14a. Hierdurch steigt der Primärstrom stark an; er eilt, von Verlusten abgesehen, der Primärspannung um 90° nach. Bei Vernachlässigung der Leerlauf-Stromwindungen (Eisenstromwindungen) können wir sagen, daß die primären Stromwindungen für den Weg des Feldes durch die Luft gebraucht werden. Den gleichen Gedanken kann man unter Anwendung von Begriffen, die für elektrische Stromkreise gebraucht werden, auch folgendermaßen formulieren: Um ein Feld mit einer bestimmten Windungsspannung durch den „magnetischen Widerstand" des Luftspaltes zu treiben, ist die „magnetische Spannung" einer bestimmten Anzahl Stromwindungen erforderlich.

Im sekundären Schenkel von Abb. 14a befindet sich ein *langer* Luftspalt, der einen verhältnismäßig großen magnetischen Widerstand hat; der magnetische Widerstand des Luftweges ist nämlich proportional seiner Länge und umgekehrt proportional seinem Querschnitt, wie aus den Betrachtungen des magnetischen Feldes in Luft (I, § 4, d) deutlich wird. Hierdurch wird der Luftweg zwischen den Jochen, der parallel zum Luftspalt im sekundären Schenkel liegt, wirksam, und das primäre Feld verteilt sich über beide Luftwege. Die Verteilung erfolgt umgekehrt proportional den magnetischen Widerständen der beiden Wege. In der stark stilisierten Abb. 14a ist die Verteilung des primären Feldes über beide Luftwege schematisch durch die Verteilung der Feldlinien angedeutet.

Wir können noch einen zweiten Gedanken berücksichtigen, der später von Nutzen sein wird. Da das Eisen keinen nennenswerten magnetischen Widerstand besitzt, ist die magnetische Spannung zwischen den Enden des Luftspaltes in dem sekundären Schenkel gleich der zwischen den Jochen; beide magnetische Spannungen sind den primären Stromwindungen gleich, wenn wir die Eisenstromwindungen vernachlässigen.

Wir ersetzen nun den Luftspalt im sekundären Schenkel durch eine Sekundärwicklung, die mit einer Spule belastet ist, siehe Abb. 14b. Die Verluste in der Wicklung und in der Spule sind vernachlässigbar klein.

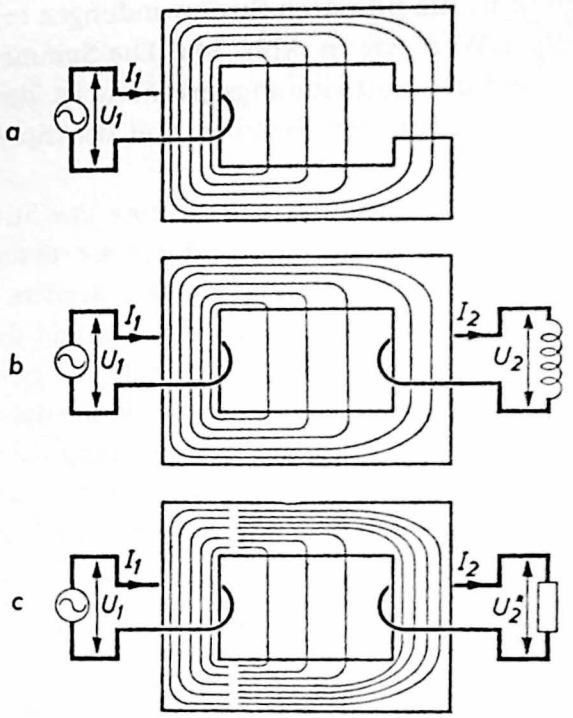



Abb. 14. Schematische Darstellung eines Streufeld-Transformators. Die Bilder a, b und c stellen drei äquivalente Zustände dar, wobei sowohl die primäre Windungsspannung $U_1$, wie der Primärstrom $I_1$ gleich sind. Die für das Eisen erforderlichen Stromwindungen sind vernachlässigt.

a) Der sekundäre Schenkel enthält einen relativ langen Luftspalt, wodurch sich das Primärfeld über diesen Luftspalt und den Luftweg zwischen den Jochen aufteilt.

b) Bei geschlossenem sekundärem Schenkel erhält man die gleiche Feldverteilung durch eine geeignete induktive Belastung der sekundären Wicklung; der Sekundärstrom ist dann gleich $I_1$. Die Summe der sekundären Windungsspannung $U_2$ und der Windungsspannung des Luftweges ist gleich $U_1$, wie es in dem Feldlinienbild angegeben ist.

c) Die gleiche Luftwindungsspannung wie bei a und b erhält man bei einer Widerstandsbelastung, die den gleichen Sekundärstrom wie bei b aufnimmt. Hier ist die *vektorielle* Summe der (nun größeren) sekundären Windungsspannung $U_2^*$ und der Luftwindungsspannung gleich $U_1$. Die Phasenverschiebung zwischen $I_1$ und $U_1$ ist bei c kleiner als 90°.

Die Impedanz der Spule ist so gewählt, daß die gleiche Feldverteilung wie in Abb. 14a besteht, was durch Messen der sekundären Windungsspannung und der Luftwindungsspannung des Luftfeldes zwischen den Jochen überprüft werden kann. (Die Luftwindungsspannung kann man an einer offenen um das Luftfeld gelegten Windung messen.) Diese Feldverteilung wird erreicht, wenn die sekundären Stromwindungen durch ihre Gegenwirkung den Jochen die gleiche magnetische Spannung erteilen wie der Luftspalt in dem sekundären Schenkel von Bild 14a. Hierzu müssen die

sekundären Stromwindungen von Abb. 14b den primären Stromwindungen von Abb. 14a gleich sein; die primären Stromwindungen in Abb. 14b haben dann wieder denselben Wert wie in Abb. 14a. Die Summe der sekundären Windungsspannung und der Luftwindungsspannung ist gleich der primären Windungsspannung. Zwischen den Strömen und den Spannungen besteht eine Phasenverschiebung von 90°.

Schließlich ersetzen wir die induktive Belastung des Streufeld-Transformators durch eine Widerstandsbelastung, wodurch die sekundäre Windungsspannung und der sekundäre Strom phasengleich werden, siehe Abb. 14c. Der Widerstandswert wird so gewählt, daß das Luftfeld die gleiche Größe hat wie in Abb. 14a und b. Hierzu müssen die Joche die gleiche magnetische Spannung erhalten wie in a und b, und auch die Phase dieser magnetischen Spannung muß gegenüber der Luftwindungsspannung die gleiche sein wie in a und b. Dies kann nur dann der Fall sein, wenn die sekundären und die primären Stromwindungen gleich denen in Abb. 14b sind, und diese Ströme gegenüber der Luftwindungsspannung um 90° phasenverschoben sind.

Der Unterschied zwischen Abb. 14b und c liegt darin, daß die sekundäre Windungsspannung gegenüber der Luftwindungsspannung 90° phasenverschoben sein muß. Infolgedessen erfolgt die Aufteilung des primären Feldes in das Luftfeld und das sekundäre Feld hier so, daß die *vektorielle* Summe der Luftwindungsspannung $U_l$ und der sekundären Windungsspannung $U_2{}^*$ gleich der primären Windungsspannung $U_1$ wird, siehe Abb. 15. Zwischen dem Primärstrom und $U_1$ besteht eine Phasendifferenz, die kleiner als 90° ist.

Mit dieser Kenntnis über das Verhalten von Strom und Spannung sind wir in der Lage, die Strom-Spannungs-Kennlinie eines Streufeld-Transformators zu berechnen und bestimmten Anforderungen anzupassen. Zur näheren Erklärung wollen wir ein stark schematisiertes Beispiel betrachten. Gesucht wird die Kennlinie der sekundären Stromwindungen und Windungsspannung eines Streufeld-Transformators mit Widerstandsbelastung (siehe Abb. 14c). Die primäre Windungsspannung $U_1$ ist gegeben; außerdem sind bekannt: der Kernquerschnitt $A_e$, der Luftweg $l_l$ zwischen den Jochen und der Luftquerschnitt $A_l$ im Fenster senkrecht auf $l_l$. Den Magnetisierungsstrom des Eisens berücksichtigen wir nicht, d.h. der magnetische Widerstand des Eisens wird als null oder seine Permeabilität $\mu_r$ als unendlich angenommen. Einfachheitshalber nehmen wir weiterhin an, daß das bei Belastung auftretende Luftfeld nur innerhalb des Fensterraumes von einem Joch zum anderen läuft, und zwar gleichmäßig verteilt parallel zur Richtung von $l_l$. In Wirklichkeit verläuft das Feld auch durch den Rest des Luftraumes von einem Joch zum anderen.

Bei verschiedenen Widerstandsbelastungen kann der Zusammenhang zwischen der primären, der sekundären und der Luftwindungsspannung mit Hilfe einer bekannten geometrischen Konstruktion aus dem rechtwinklichen Dreieck in Abb. 15 abgeleitet werden. Die primäre Windungsspannung $U_1$ ist als Grundlinie gewählt. Die verschiedenen Belastungen werden durch Verschieben des rechten Winkels entlang des Halbkreises mit $U_1$ als Mittellinie abgebildet; $U_2^* = U_1$ ist Leerlauf, $U_l = U_1$ ist Kurzschluß.

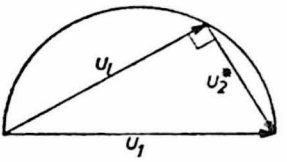



Abb. 15. Idealisiertes Spannungsdiagramm eines Streufeld-Transformators mit Widerstandsbelastung (Wicklungs - $R = 0$; Kern - $\mu = \infty$). In Abhängigkeit von der Größe der Belastung verteilt sich das Primärfeld über den sekundären Schenkel und den Luftweg.

Die Phasendifferenz zwischen dem Luftfeld und dem Feld durch die Sekundärwicklung und darum auch die Phasendifferenz zwischen der Luftwindungsspannung $U_l$ und der sekundären Windungsspannung $U_2$ beträgt 90°. Die vektorielle Summe von $U_l$ und $U_2^*$ ist gleich der primären Windungsspannung $U_1$. Bei Änderung des sekundären Belastungswiderstandes von $\infty$ nach 0 bewegt sich der Verbindungspunkt von $U_2^*$ und $U_l$ auf einem Halbkreis mit $U_1$ als Durchmesser und zwar von $U_2^* = U_1$ nach $U_2^* = 0$.

Der Verlauf der sekundären Stromwindungen $I_2$ kann aus dem Verlauf von $U_l$ mit Hilfe der Luftlinie in den Abbildungen 5, 6 und 7 und den Abmessungen des Luftweges zwischen den zwei Jochen des Eisenkernes gefunden werden: $I_2 = U_l \cdot (I_l'/U') \cdot l_l/A_l$. Bei 50 Hz ist $I_l'/U' = 253$ A · cm · Wdg²/mV; $l_l$ ist die mittlere Länge und $A_l$ der mittlere Querschnitt des Feldes in der Luft.

Die sekundären Stromwindungen werden folgendermassen aus $U_l$ abgeleitet. Für die spezifische Luftwindungsspannung $U_l' = U_l/A_l$ suchen wir auf der Luftlinie in Abb. 5 oder 7 die dazugehörenden spezifischen Stromwindungen $I_l'$ auf. Die sekundären Stromwindungen $I_2$ sind dann gleich $I_l'$ $l_l$. Die bei Kurzschluß der Sekundärwicklung maximal erreichbaren sekundären Stromwindungen sind durch den Betrag gegeben, der notwendig ist, um das gesamte Primärfeld durch den Luftweg zu treiben. Hierbei ist also die Luftwindungsspannung gleich der primären Windungsspannung, während die sekundäre Windungsspannung null ist.

Wir sehen, daß die sekundären Kurzschluß-Stromwindungen proportional der Länge des Luftweges und umgekehrt proportional dem Luftquerschnitt sind. Wenn man einen großen Kurzschlußstrom erreichen will, wird man darum danach streben, den Luftweg lang und den Luftquerschnitt klein zu halten. Ähnlich wie beim Strom in Leitern kann man sagen, daß man bei gegebenem Feld den magnetischen Widerstand des Luftweges groß machen

muß, um zwischen den Enden dieses Weges eine große magnetische Spannung d.h. Stromwindungen, zu erhalten.

Wie bereits früher gesagt, verläuft das Feld nicht nur durch den Fensterraum von einem Joch zum anderen, sondern auch durch den benachbarten Luftraum. Dadurch wird der magnetische Widerstand zwischen den Jochen zugleich mit den Kurzschluß-Stromwindungen in Wirklichkeit kleiner als wir es mit unseren vereinfachten Annahmen berechnet haben.

Man kann die Kennlinie eines Streufeld-Transformators beeinflussen, indem man den Luftweg mehr oder weniger mit Eisen überbrückt (siehe Abb. 13d). Hierdurch wird der magnetische Widerstand des Luftweges und die sekundären Kurzschluß-Stromwindungen verkleinert. Die neue Kennlinie kann bei Widerstandsbelastung wieder mit Hilfe von Abb. 15 aus dem nun geltenden Wert der Kurzschluß-Stromwindungen $I_{2k}^*$ abgeleitet werden. Diese Kurzschlußstromwindungen ($U_2^* = 0$; $U_l = U_1$) werden wie auf Seite 43 bestimmt, nur gelten jetzt für den Luftquerschnitt $A_l$ und die Luftlänge $l_l$ die Werte, die nach einer teilweisen Überbrückung noch übrig bleiben.

Den Kurzschlußstrom kann man auch durch Ändern des magnetischen Widerstandes des sekundären Schenkels beeinflussen, worauf wir hier aber nicht näher eingehen wollen.

KAPITEL VI

# ZUSÄTZLICHE ERLÄUTERUNGEN DER ELEKTROMAGNETISCHEN ERSCHEINUNGEN

Am Anfang von Kapitel II wurde bei der Berechnung eines Transformators darauf hingewiesen, daß die Erscheinungen, die bei den anderen behandelten Spulentypen wesentlich sind, bei dem Transformator auch als Nebeneffekte auftreten. Diesen Hinweis können wir nun belegen.

Ein sekundär nicht belasteter Transformator nimmt, abgesehen von Verlusten, einen Magnetisierungsstrom für den Eisenkern auf, der der Netzspannung um 90° nacheilt. In diesem Zustand kann man den Transformator als eine an die Netzspannung angeschlossene Drossel auffassen, deren Strom wie bei einer Eisendrossel ohne Luftspalt berechnet werden kann. In einem Ersatzschaltbild wird diese Eigenschaft des wirklichen Transformators berücksichtigt, indem parallel zu den Primärklemmen eines idealen Transformators eine Drossel gezeichnet wird.

An einem Streufeld-Transformator sinkt die sekundäre Windungsspannung bei Belastung, während die primäre Windungsspannung entsprechend der Netzspannung konstant bleibt, wenn wir von Verlusten absehen. Ein normaler Transformator zeigt diese Erscheinung ebenfalls – wenn auch in bedeutend kleineren Maße –, da sich auch hier ein Teil des Primärfeldes auf anderem Wege als durch den Eisenkern und die Sekundärwicklung schließen kann. Bei einem idealen Transformator ist dagegen die sekundäre Windungsspannung immer gleich der primären Windungsspannung. Die unerwünschten Streufeld-Eigenschaften eines Transformators kennzeichnet man in einem Ersatzschaltbild durch Serienschaltung einer „Streuinduktivität" mit einem idealen Transformator.

Die Gleichstrom-Vormagnetisierung eines Eisenkerns, die wir bei einem Transduktor für Steuerzwecke ausnutzen, tritt bei einem Transformator mit angeschlossenem Einphasen-Gleichrichter ebenfalls auf, da der durch den Gleichrichter fließende Gleichstrom auch durch die Sekundärwicklung des Transformators fließt. Die hier unerwünschte Vormagnetisierung ergibt gleichartige Phänomene, wie sie in der einen Hälfte eines Transduktors beim Steuern auftreten. Die zu diesem Punkt beim Transduktor gemachten Bemerkungen treffen darum auch hier zu.

Am Schluß des elektromagnetischen Abschnittes dieses Buches wollen wir auf die Grundlagen zurückblicken, die wir bei der Berechnung des magnetischen Kettengliedes angewendet haben. Wir betrachten zuerst das Verhalten von Spannung und Strom beim Übergang vom elektrischen zum magnetischen Kettenglied, wobei wir einfachheitshalber ein elektrisches Kettenglied mit einer einzigen Windung nehmen (siehe Abb. 16). Verluste im Leiter und im Eisenkern werden vernachlässigt.

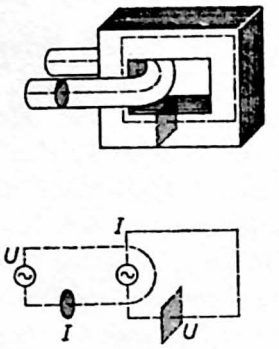



Abb. 16. Das Verhalten von Spannung und Strom beim Übergang vom elektrischen zum magnetischen Kettenglied. Spannung $U$ und Strom $I$ in der einen Windung des elektrischen Gliedes finden wir als Windungsspannung bzw. Stromwindungen in gleicher Größe im magnetischen Glied wieder. Im magnetischen Glied verteilt sich die Windungsspannung über den Querschnitt, im elektrischen Glied verteilt sich die Spannung dagegen über die Länge; die Stromwindungen verteilen sich über die Länge des magnetischen Gliedes, der Strom im elektrischen Glied verteilt sich dagegen über den Querschnitt.

In diesem Fall finden sich Spannung und Strom des elektrischen Gliedes in gleicher Größe im magnetischen Glied wieder. Ein Volt des elektrischen Teiles erzeugt ein Feld mit einer Windungsspannung von einem Volt-pro-Windung im magnetischen Teil. Ein Ampere im elektrischen Teil erteilt dem Feld des magnetischen Teiles Stromwindungen von einer Amperewindung.

Im Verhältnis von Spannung und Strom zu den Abmessungen der beiden Teile erfolgt jedoch eine auffällige Transformation. Beim elektrischen Kettenglied verteilt sich die Spannung über die Länge des Gliedes und der Strom über den Querschnitt. Beim magnetischen Kettenglied dagegen ergibt sich die Windungsspannung, wenn der gesamte Querschnitt dieses Gliedes von einer Windung umschlossen wird; man erhält weniger Spannung, wenn sie nur einen Teil des Querschnittes umschließt. Daraus folgt, daß sich die Windungsspannung beim magnetischen Teil über den Querschnitt verteilt. Die Stromwindungen werden dagegen zur Überwindung der Länge des

magnetischen Teiles gebraucht; man kann daher sagen, daß die Stromwindungen sich beim magnetischen Kettenglied über die Länge verteilen.

Ähnliche Gesetze, wie sie in elektrischen Netzwerken für Strom und Spannung gelten, können nach geeigneter Transformation auch im magnetischen Kreis angewendet werden, und zwar entsprechen den Stromwindungen im magnetischen die Spannung im elektrischen Kreis, während der Strom im elektrischen der Windungsspannung im magnetischen Kreis entspricht; siehe hierzu S. 40. Beim elektrischen Kreis gilt, daß sich der Strom schließt und sein Wert ungeachtet aller Verzweigungen erhalten bleibt. Man kann dies auch folgendermaßen formulieren: Bei einer Verzweigung ist die (eventuell geometrische) Summe der abfließenden Ströme gleich der Summe der ankommenden Ströme.

In einem magnetischen Kreis können wir ebenfalls sagen, daß sich das Feld schließt. Hier gilt bei Verzweigungen für die Windungsspannung, was in einem elektrischen Kreis für den Strom gilt. Erzeugen wir in einer Wicklung mittels eines Wechselstroms ein magnetisches Feld bestimmter Windungsspannung, so schließt sich dieses Feld um die Wicklung herum, und es ist bei Verzweigungen die (eventuell geometrische) Summe der Windungsspannungen in den einzelnen Zweigen gleich der Windungsspannung des ursprünglichen Feldes. Dieser Grundsatz wurde in den Abbildungen 13, 14 und 15 angewandt.

Wenn wir in einem elektrischen Netzwerk dem Lauf des Stromes folgen, treffen wir auf Spannungsabfall und möglicherweise auch auf Gegenspannungen. Die (geometrische) Summe des gesamten Spannungsabfalls und der Gegenspannungen ist bei einem vollständigen Kreislauf gleich der Spannung der Spannungsquelle. Beim magnetischen Teil gilt der gleiche Grundsatz, hier jedoch für die Stromwindungen. Die von der Quelle gelieferten Stromwindungen sind gleich der (geometrischen) Summe der für den Eisen- oder Luftweg benötigten Stromwindungen und der eventuell erzeugten Gegenstromwindungen. Dieser Grundsatz wurde bei allen Stromberechnungen angewendet.

Zum Schluß wollen wir noch erwähnen, daß man elektrische Begriffe, wie Spannung und Widerstand, nach Transformation auch im magnetischen Kreis anwenden kann. Anläßlich der Besprechung des Streufeld-Transformators haben wir bei den Stromwindungen bereits den Namen „magnetische Spannung" verwendet, die in Amperewindungen ausgedrückt wird. Wenn man nun konstatiert, daß ein Feld von $U$ Volt-pro-Windung eine magnetische Spannung von $I$ Amperewindungen benötigt, um einen bestimmten magnetischen Weg zu durchlaufen, dann kann man diesem Weg einen „magnetischen Widerstand" von $I/U$ Amperewindungen pro Volt-pro-Windung

oder kurz $A\sim \cdot Wdg^2/V\sim$ zuerkennen. Die „$Wdg^2$" in dieser Einheit weisen darauf hin, daß eine Spule, die bei gleichbleibendem magnetischen Teil z.B. doppelt so viel Windungen erhält, bei doppelter Spannung nur den halben Strom aufnimmt.

Der magnetische Widerstand ist bei homogener Feldverteilung proportional der Länge und umgekehrt proportional dem Querschnitt des magnetischen Weges und außerdem umgekehrt proportional der Frequenz. Bringt man den magnetischen Widerstand in Zusammenhang mit den Abmessungen des magnetischen Weges, indem man ihn durch die Länge teilt und mit dem Querschnitt multipliziert, so erhält man den Begriff „spezifischer magnetischer Widerstand". Luft hat dementsprechend einen spezifischen magnetischen Widerstand von $253{,}3 \times 10^3$ $A \cdot Wdg^2 \cdot cm^2$ Querschnitt/(V·cm Länge) bei 50 Hz, und $12{,}665 \times 10^6$ $A \cdot Wdg^2 \cdot cm/V$ bei 1 Hz (vergleiche: I, § 4, d und Abb. 5 und 6).

Umgekehrt kann man bei homogener Feldverteilung den magnetischen Widerstand eines bestimmten magnetischen Weges berechnen, indem man den spezifischen magnetischen Widerstand mit der Länge des Weges multipliziert und durch seinen Querschnitt dividiert.

KAPITEL VII

# DIE WÄRMETECHNISCHE BERECHNUNG

## § 1. Einleitung

Beim Betrieb der hier besprochenen Eisenkernspulen treten im elektrischen Kettenglied Leiterverluste und im magnetischen Kettenglied Eisenverluste auf. Durch diese Verluste wird einerseits die Wärmeentwicklung und andererseits der Wirkungsgrad bestimmt. Die Wärmeentwicklung führt zu einer Temperaturerhöhung des Kernes und der Wicklung, deren zulässiges Maximum noch näher bestimmt werden kann. Bei der Behandlung der thermischen Berechnung wird gezeigt, wie man die Verlustwärme beschränken, verteilen und wegführen kann, um die Temperatur innerhalb der gestellten Grenzen zu halten.

Wenn man nach möglichst kleinen Abmessungen strebt, wird die Grenze bisweilen nicht durch die Temperatur, sondern durch die Verschlechterung des Wirkungsgrades bestimmt. Dies ist im allgemeinen bei relativ kleinen Eisenkernspulen der Fall, bei denen das Verhältnis der kühlenden Oberfläche zu den Verlusten ziemlich groß ist.

## § 2. Spezifische Leiterverluste

Die spezifische Leiterverlustleistung $P_l'$ (Leistung pro Wicklungsvolumen) ist dem spezifischen Widerstand $\varrho$ des Leitermaterials und dem Quadrat der Fensterstromdichte $S$ direkt proportional und dem Füllfaktor $f$ der Wicklung (Querschnitt aller Leiter geteilt durch den Fensterquerschnitt) umgekehrt proportional. Als Formel:

$$P_l' = \frac{\varrho}{f} S^2$$

$P_l'$ ... (W/cm³); $\varrho$ ... ($\Omega \cdot$ cm oder $\Omega \cdot$ cm/Wdg²); $f < 1$;

$S$ ... (A · wdg/cm²).

Dies läßt sich wie folgt verstehen. Die Verlustleistung eines Leiters mit dem Widerstand $R$, durch den ein Strom $I$ fließt, ist $P = RI^2$. Der Wider-

stand eines Leiters mit der Länge $l$, dem Querschnitt $A$ und dem spezifischen Widerstand $\varrho$ ist: $R = \varrho\, l/A$. Für die Wärmeentwicklung in einem leitenden Würfel ist es gleichgültig, ob der Querschnitt ein Ganzes bildet, durch das der ganze Strom fließt, oder ob dieser Querschnitt in $n$ Drahtquerschnitte unterteilt ist und durch jeden Draht $1/n$ des gesamten Stromes fließt. Wir können daher sagen, daß durch den Querschnitt jedes Einheitswürfels (Würfel mit 1 cm Kantenlänge) einer Wicklung mit der Fensterstromdichte $S$ ein Strom mit dem Wert $S$ fließt. Bestände der Einheitswürfel ganz aus leitendem Material mit dem spezifischen Widerstand $\varrho$, dann würde sein Widerstand den Wert $\varrho$ haben; da sein leitender Querschnitt jedoch nur $f$ cm² ist, erhält sein Widerstand den Wert $\varrho/f$, womit die oben angegebene Formel erklärt ist.

Nun wollen wir noch auf den Zusammenhang zwischen dem gesamten Widerstand $R_n$ der Wicklung einer Eisenkernspule, dem spezifischen Widerstand $\varrho$ des Leitermaterials, der Windungszahl $n$ und dem Füllfaktor $f$ eingehen. Wir stellen uns vor, daß die Wicklung eines gegebenen Kerns aus einer einzigen Windung besteht, die den Fensterquerschnitt $A_f$ vollständig ausfüllt. Der Widerstand dieser Windung ist dann: $R = \varrho\, l_w/A_f$. Hierin ist $l_w$ die mittlere Länge der Wicklung. Nimmt der Leiterquerschnitt dieser Windung nur einen Teil des Fensterquerschnittes ein, nämlich $fA_f$, so wird $R = \varrho\, l_w/f\, A_f$. Lassen wir diese Wicklung nun aus $n$ in Serie geschalteten Windungen bestehen an Stelle einer einzigen Windung, dann nimmt der Widerstand mit einem Faktor $n^2$ zu, da die mittlere Drahtlänge das $n$-fache und der Drahtquerschnitt der $n$-te Teil des ursprünglichen wird. Wir erhalten daher:

$$R_n = n^2 \frac{\varrho\, l_w}{f A_f},$$

$R \ldots (\Omega)$; $n \ldots$ (Wdg); $\varrho \ldots (\Omega \cdot \mathrm{cm/Wdg^2})$; $l \ldots$ (cm); $A \ldots$ (cm²). Man wird begreifen, warum wir hier dem spezifischen Widerstand $\varrho$ nicht die gebräuchliche Einheit $\Omega \cdot \mathrm{cm^2/cm} = \Omega \cdot \mathrm{cm}$ geben, sondern $\Omega \cdot \mathrm{cm/Wdg^2}$; ein Einheitswürfel Leitermaterial trägt nämlich das $n^2$-fache zum Widerstand bei, wenn sein Querschnitt aus $n$ voneinander isolierten Teilen besteht, die der Strom nacheinander durchfließen muß.

Der spezifische Widerstand hängt außer vom Material auch von der Temperatur $\vartheta$ ab. Man kann diese Temperaturabhängigkeit mit Hilfe eines mittleren Temperaturkoeffizienten angeben:

$$\varrho = \varrho_0 (1 + \alpha\vartheta),$$

wobei $\varrho_0$ der spezifische Widerstand bei 0° ist. Zur Orientierung mögen

folgende Werte dienen: Kupfer: $\varrho_0 \approx 1{,}6 \times 10^{-6}\ \Omega \cdot \mathrm{cm}$; Aluminium: $\varrho_0 \approx 2{,}7 \times 10^{-6}\ \Omega \cdot \mathrm{cm}$; $\alpha$ (zwischen 0 und 100 °C) $\approx 1/240$ pro °C.

## § 3. Spezifische Eisenverluste

Die spezifische Eisenverlustleistung $P_e'$ (Leistung pro Kernvolumen) hängt von den Eigenschaften des Kernmaterials und von der Frequenz ab, und steigt mit der spezifischen Windungsspannung $U'$ an. Bei einem Kern aus dem für Eisenkernspulen gebräuchlichen Siliziumeisenblech von 0,5 mm Dicke kommen bei 50 Hz folgende Werte vor:

| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| $U'$ | 20 | 25 | 30 | $\frac{\mathrm{mV}}{\mathrm{Wdg} \cdot \mathrm{cm}^2}$, |
| $P_e'$ | 10–30 | 15–45 | 25–75 | $\frac{\mathrm{mW}}{\mathrm{cm}^3}$, |
| also gemittelt etwa: | 20 | 30 | 50 | $\frac{\mathrm{mW}}{\mathrm{cm}^3}$. |

Die Tafel zeigt uns, daß die spezifische Eisenverlustleistung bei 50 Hz etwa proportional dem Quadrat der spezifischen Windungsspannung verläuft, jedenfalls in dem gewöhnlich benutzten Bereich. Bei einer Eisenkernspule wird daher auch die vom Kern verbrauchte Verlustleistung etwa mit dem Quadrat der Spannung $U_n$ an der Spule variieren. Man kann darum als Ersatzschaltbild für eine Eisenkernspule mit Eisenverlusten eine solche ohne Verluste mit sonst gleichen Daten und einem hierzu parallelgeschalteten annähernd konstanten Widerstand mit dem Leitwert $G_n$ nehmen. Die von $G_n$ aufgenommene Leistung $G_n U_n^2$ repräsentiert dann die Eisenverluste.

Jetzt können wir einen spezifischen Eisenverlustfaktor $\gamma$ definieren, der hier dieselbe Rolle spielt wie der spezifische Widerstand $\varrho$ bei den Leiterverlusten. Dieser Faktor muß darum den gleichen Wert wie derjenige Leitwert erhalten, den man zu einer verlustfreien Eisenkernspule zur Darstellung der Eisenverluste parallelschaltet, wenn die Spule eine einzige Windung und einen Kern mit Einheitsquerschnitt und Einheitslänge hat. Legen wir nun eine Wechselspannung an diese Einheitsspule, so ist der Wert den spezifischen Windungsspannung $U'$ zahlenmäßig gleich dieser Spannung, und auch der Wert der spezifischen Eisenverlustleistung $P_e'$ ist gleich der Eisenverlustleistung der genannten Einheitsspule. Wir können darum im Prinzip

an dieser Spule den Wert von $\gamma$ für das betreffende Kernmaterial bestimmen:

$$P_e' = \gamma\, U'^2$$

$P'$ ... (W/cm³); $\gamma$ ... (S · cm · Wdg²); $U'$ ... (V/(Wdg · cm²)).

Wir betrachten nun den Zusammenhang zwischen dem Ersatzleitwert $G_n$ und dem Faktor $\gamma$ für andere Spulen, wobei wir stets die spezifische Windungsspannung $U'$ für den Kern konstant halten. Wenn wir die Windungszahl bei Einheitsabmessungen auf $n$ bringen, dann bleibt die Eisenverlustleistung bei gleichem $U'$ dieselbe, die Spannung $U_n$ erhält jedoch den $n$-fachen Wert von $U'$, also muß sich $G_n$ umgekehrt proportional $n^2$ ändern, um bei diesem $U_n$ dieselbe Eisenverlustleistung wie bei der Einheitsspule wiederzugeben.

Gehen wir auf eine Windung zurück und machen die Eisenlänge z.B. zweimal so lang, so werden bei gleicher Spannung der Magnetisierungsstrom, dessen Wirkkomponente und damit die Eisenverluste verdoppelt. Um dies richtig darzustellen, muß der Leitwert $G_n$ proportional der Eisenlänge gewählt werden.

Bei einer Windung, Eisenlänge eins, konstant gehaltener spezifischer Windungsspannung, aber z.B. verdoppeltem Eisenquerschnitt haben wir an den Klemmen, verglichen mit der Einheitsspule, die doppelte Wechselspannung, während der Magnetisierungsstrom und seine Wirkkomponente gleich geblieben sind. Die Eisenverluste haben sich also verdoppelt. Um diese doppelten Verluste bei doppelter Spannung richtig wiederzugeben, muß $G_n$ umgekehrt proportional dem Eisenquerschnitt angesetzt werden.

Zusammenfassend erhalten wir:

$$G_n = \frac{1}{n^2}\,\gamma\,\frac{l_e}{A_e}$$

$G$ ... (S); $n$ ... (Wdg); $\gamma$ ... (S · cm · Wdg²); $l$ ... (cm); $A$ ... (cm²).

Ein Blick auf diese Formel ergibt einen auffallenden Unterschied gegenüber dem bei Widerstandsmaterial geltenden Zusammenhang zwischen Leitwert, Leitfähigkeit und den Abmessungen: $G = \gamma\, A/l$, da der Zusammenhang zwischen $G_n$ und den Abmessungen des Kerns reziprok dem bei Widerstandsmaterial geltenden ist. Der Grund ist, daß es sich bei der ersteren Formel um eine Transformation der magnetischen Eigenschaften in ihre elektrische Erscheinungsform handelt. Bei magnetischen Erscheinungen ist nämlich die an der Wicklung auftretende elektrische Spannung an den Eisenquerschnitt und der Magnetisierungsstrom an die Eisenlänge gebunden.

Aus der Tafel auf Seite 51 ergeben sich folgende Überschlagswerte des

spezifischen Eisenverlustfaktors $\gamma$ für den normalerweise benutzten Bereich von 20–30 mV/(Wdg·cm²) der spezifischen Windungsspannung $U'$ bei 50 Hz: Minimum 30, Maximum 75, im Mittel etwa 50 S·cm·Wdg².

## § 4. Abmessungen, Verluste, Wirkungsgrad, Temperatur

Wie wir in Kapitel I, § 5 gesehen haben, ist die Scheinleistung (Stromwindungen mal Windungsspannung), die eine Eisenkernspule bei gegebener Fensterstromdichte und spezifischer Windungsspannung verarbeitet, proportional dem Produkt von Kernquerschnitt und Fensterquerschnitt, also bei gegebener Form proportional der vierten Potenz einer Längenabmessung. Da das Volumen der Eisenkernspule nur mit der dritten Potenz der Längenabmessungen zunimmt, ist darum bei konstanten spezifischen Belastungen die pro Volumen zu verarbeitende Leistung proportional den Längenabmessungen.

Die Verlustleistung pro Volumen bleibt hingegen konstant, bei der Annahme, daß die spezifischen Eisen- und Leiterverluste und der Füllfaktor der Wicklung nicht geändert werden. Das Verhältnis der Verlustleistung zu der zu verarbeitenden Leistung ist darum umgekehrt proportional den Längenabmessungen, d.h. bei größeren Spulen wird der Wirkungsgrad besser.

Diese Annahme, daß sich die spezifischen Leitungsverluste nicht ändern, ist richtig, wenn die Betriebstemperatur der größeren Spulen die gleiche wie bei den kleineren Ausführungen bleibt. Um dies zu erreichen, muß man die größeren Spulen jedoch intensiver kühlen, da der Temperaturanstieg durch das Verhältnis der Verlustleistung zur kühlenden Oberfläche bestimmt wird; die Oberfläche nimmt aber nur mit der zweiten Potenz der Abmessungen zu, die Verlustleistung dagegen mit dem Volumen.

Was geschieht mit den größeren Spulen, wenn wir bei allen Spulen dieselbe Kühlmethode beibehalten? Die Temperatur der größeren Eisenkernspulen würde proportional den Längenabmessungen ansteigen, wenn der spezifische Widerstand des Leitermaterials unabhängig von der Temperatur wäre. Da der spezifische Widerstand jedoch mit der Temperatur zunimmt, steigt in Wirklichkeit die Temperatur mehr als proportional den Abmessungen an, während der Verlustprozentsatz etwas weniger als umgekehrt proportional den Abmessungen abnimmt.

Die hier genannten Gesichtspunkte sind für den Fall formuliert, daß man bei einer Reihe von Eisenkernspulen gleicher Form und gegebener Fensterstromdichte und spezifischen Windungsspannung bei konstantem Füllfaktor mit zunehmender Größe nicht durch den Temperaturanstieg (die Erwärmung) begrenzt wird.

Man kann sich jedoch auch die Frage vorlegen, wie die Belastbarkeit als Funktion der Abmessungen abnehmen muß, wenn bei derselben Kühlmethode bei allen Spulen einer Reihe dieselbe Erwärmung auftreten soll. In diesem Fall darf die Verlustleistung nur proportional der kühlenden Oberfläche zunehmen. Man kann dies z.B. erreichen, indem sowohl die spezifischen Eisenverluste wie auch die spezifischen Leiterverluste umgekehrt proportional den Abmessungen gemacht werden. Die spezifischen Leitungsverluste sind nun, wie wir in § 2 gesehen haben, proportional dem Quadrat der Fensterstromdichte $S$. Die spezifischen Eisenverluste sind bei 50 Hz ebenfalls angenähert proportional dem Quadrat der spezifischen Windungsspannung $U'$ (siehe § 3). In unserem Beispiel müssen darum $S$ und $U'$ umgekehrt proportional der Wurzel der Abmessungen gemacht werden.

Wir wollen für dieses vereinfachte Beispiel die zu verarbeitende Leistung und den Wirkungsgrad als Funktion der Längenabmessungen skizzieren. Die Scheinleistung $P$ ist gleich dem Produkt von Kernquerschnitt $A_e$, Fensterquerschnitt $A_f$, spezifischer Windungsspannung $U'$ und Fensterstromdichte $S$. Das Produkt $A_e\, A_f$ ist proportional der vierten Potenz der Längenabmessung, das Produkt $U'\, S$ umgekehrt proportional dieser Abmessung und die Leistung $P$ daher proportional der dritten Potenz, also dem Volumen. Die pro Volumen zu verarbeitende Scheinleistung $P'$ bleibt also konstant. Da wir dafür sorgen, daß die Verlustleistung $P_v$ proportional der Oberfläche bleibt, wird der Wirkungsgrad bei größeren Spulen auch hier besser, da dann die bezogenen Verluste $P_v/P$ umgekehrt proportional den Längenabmessungen sind.

Die Berechnung der Verluste, insbesondere der Eisenverluste, ist oft nicht sehr genau. Bei einem fertigen Transformator kann man die Eisenverluste durch eine Leerlaufmessung und die Leiterverluste durch eine Kurzschlußmessung bestimmen. (Leerlaufmessung: Die primäre Wirkleistung bei primärer Nennspannung und unbelasteter Sekundärwicklung messen. Kurzschlußmessung: Die primäre Wirkleistung bei sekundärem Kurzschluß messen; der Sekundärstrom wird durch Herabsetzen der Primärspannung auf seinen Nennwert eingestellt).

Nach dieser Übersicht über den Zusammenhang zwischen Verlusten und Erwärmung wollen wir im folgenden Paragraphen näher auf andere Erscheinungen eingehen, die beim thermischen Verhalten von Eisenkernspulen eine Rolle spielen.

## § 5. Erwärmung, Wärmekapazität, Wärmeleitfähigkeit, Temperatursprung

Der Wärmezustand einer Eisenkernspule durchläuft zwischen dem Ein-

schalten und dem stationären Zustand drei ineinander übergehende Stadien.

Das erste Stadium direkt nach dem Einschalten ist dadurch gekennzeichnet, daß in jedem Teil der Eisenkernspule das aktive Material durch die in ihm erzeugte Verlustleistung erwärmt wird. In jedem Teil nimmt die Temperatur mit der Geschwindigkeit zu, die durch die spezifischen Verluste (Verlustleistung pro Volumen) und die spezifische Wärme des aktiven Materials (Wärmemenge pro Volumen und pro Grad) bestimmt wird.

Im zweiten Stadium treten innerhalb der Eisenkernspule Wärmewellen auf, die sich von den aktiven Teilen mit höherer Temperatur nach den noch nicht erwärmten passiven und den weniger erwärmten aktiven Teilen fortpflanzen. Zu den passiven Teilen muß man in der Hauptsache das Isolationsmaterial rechnen. Hierbei sind außer den beim ersten Stadium genannten Faktoren noch die spezifische Wärmeleitfähigkeit der verschiedenen aktiven und passiven Materialsorten (Leistung mal Weglänge pro Grad Temperaturdifferenz und pro Querschnitt des Weges in dem betreffenden Material) zu berücksichtigen. Außerdem ist die spezifische Wärme des passiven Materials an den verschiedenen Stellen von Bedeutung. Erreicht die Wärme die Oberfläche des Kerns oder der Wicklung, dann wird durch Konvektion Wärme an das Kühlmittel (z.B. Luft oder Öl) abgegeben. Hierbei spielt der Konvektionsfaktor (Leistung pro Grad Temperatursprung und pro Oberfläche) eine Rolle. Dient Luft als Kühlmittel und hat der entsprechende Teil der Oberfläche eine bedeutend höhere Temperatur als die Umgebung, so erfolgt auch Wärmeabgabe durch Strahlung. Ein gewisser Anteil der Wärme wird noch durch Wärmeleitung längs der Konstruktionsteile weggeführt.

Das dritte Stadium, der Beharrungszustand, tritt ein, wenn jeder Teil der Eisenkernspule bei konstanter Belastung und gleichbleibenden äußeren Bedingungen seine Endtemperatur erreicht hat. In diesem Stadium herrscht ein Gleichgewichtszustand, in dem die erzeugte Verlustleistung gleich der abgegebenen Wärme pro Zeit ist. Die Wärmekapazität der verschiedenen Baustoffe hat keinen Einfluß mehr; es sind nur noch die örtlichen Verlustleistungen innerhalb des Kerns und der Wicklung, die Leitfähigkeit der verschiedenen Baustoffe, durch die die Wärme abgeführt wird, und die Konvektion von Bedeutung (eventuell noch die Strahlung der Oberfläche und die Wärmeleitung durch Konstruktionsteile).

Wir sehen, daß das erste und dritte Stadium ziemlich einfache Grenzfälle sind, während das Übergangsstadium als eine Kombination dieser Grenzfälle angesehen werden kann. Streng genommen dauert das erste Stadium, also die Erwärmung des aktiven Materials an Ort und Stelle ohne Wärmeabgabe, nur einen Augenblick, während das dritte Stadium, der Beharrungszustand, erst nach unendlich langer Zeit erreicht wird. In der Praxis würde

es sich darum eigentlich immer um das zweite Stadium handeln. Wir können jedoch angenähert sagen, daß das erste Stadium nach dem Einschalten einer Eisenkernspule je nach den Abmessungen etwa einige Minuten dauert, und daß der Beharrungszustand nach einer oder mehreren Stunden eintritt.

Außer nach dem Einschalten können auch während des Betriebes Zustände auftreten, die den Charakter des ersten oder zweiten Stadiums haben. Bei aussetzendem Betrieb einer Eisenkernspule haben wir es z.B. längere Zeit mit dem zweiten Stadium zu tun. Ein anderes Beispiel ist der kurzzeitige Kurzschluß eines Transformators. Die Eigenschaften die den Verlauf des ersten Stadiums bestimmen, sind nämlich auch für die Temperaturanstieg einer kurzzeitig stark überlasteten Eisenkernspule bestimmend, wenn die Dauer der Überlastung so kurz ist, daß von Wärmewellen oder -leitung noch kaum die Rede ist.

Die Erwärmung $\triangle\vartheta$ eines bestimmten Teiles $V_l$ des Leitervolumens ist für den Fall, daß ein kurzzeitiger Wärmeimpuls (Verlustleistung mal Zeit: $P_l\, t$ oder $\int P_l\, dt$) in ihm entsteht, einfach zu berechnen:

$$\triangle\vartheta = \frac{P_l\, t}{c_l\, V_l} = \frac{P_l\, t}{c_l f V} = \frac{P_l'\, t}{c_l f},$$

$\vartheta$ . . . (°C); $P$ . . . (W); $t$ . . . (s); $c$ . . . (J/ (cm$^3$ · °C)); $V$ . . . (cm$^3$); $f$ Zahlenwert; $P'$ . . . (W/cm$^3$).

Der Index $l$ bedeutet hierin Leiter, $f$ ist der Füllfaktor der betreffenden Wicklung, wodurch $V_l = f\, V$ ist, wenn $V$ der betrachtete Teil des Wicklungsvolumens sein soll. $c_l$ ist die spezifische Wärme (pro *Volumen*) des Leitermaterials und $P_l'$ die Verlustleistung pro Wicklungsvolumen in dem betrachteten Wicklungsteil. Wenn wir $P_l'$ in der örtlichen Fensterstromdichte $S$ und dem spezifischen Widerstand $\varrho$ des Leitermaterials ausdrücken (siehe S. 49), ergibt sich für die Erwärmung:

$$\triangle\vartheta = \frac{\varrho\, S^2\, t}{c_l f^2}.$$

Hiermit können wir für einen gefährdeten Teil der Wicklung, wo die an dieser Stelle herrschende Fensterstromdichte groß und der Füllfaktor klein sind, berechnen, wie lange ein Kurzschluß dauern darf, bevor die Erwärmung einen für die Isolation des Leiters unzulässigen Wert annimmt. Es ist einleuchtend, daß ein großer Wert des Füllfaktors $f$ sehr günstig ist.

Für die Erwärmung während des ersten und zweiten Stadiums sind, wie bereits besprochen, die spezifische Wärme des Leiter- und Kernmaterials

bzw. des Isolationsmaterials wichtig. Unter spezifischer Wärme versteht man meistens die Wärmekapazität, die auf die *Masse* des betroffenen Materials bezogen ist. Bei unseren Berechnungen ist es jedoch einfacher, die Wärmekapazität auf das *Volumen* zu beziehen. Der Vorteil der so definierten spezifischen Wärme ist, daß die Werte der uns interessierenden Materialsorten sich untereinander nicht stark unterscheiden (siehe die Tafel am Ende dieses Paragraphen).

Die Wärmeausbreitung, die im zweiten und dritten Stadium eine wichtige Rolle spielt, wird durch die spezifische Wärmeleitfähigkeit $\lambda$ der verschiedenen Materialien, die die Wärme auf ihrem Wege nach kälteren Stellen antrifft, bestimmt. Ein Materialstück mit der Länge $l$ und dem Querschnitt $A$ hat eine Wärmeleitfähigkeit:

$$G_w = \lambda \frac{A}{l}.$$

Besteht zwischen Anfang und Ende der genannten Länge $l$ eine Temperaturdifferenz $\triangle\vartheta$, fließt durch das genannte Materialstück Wärme, deren Leistung $P$ gegeben ist durch:

$$\triangle \vartheta = \frac{P}{G_w}$$

$G_w$ ... (W/°C); $\lambda$ ... (W/(cm · °C)); $A$ ... (cm$^2$); $l$ ... (cm); $\vartheta$ ... (°C); $P$ ... (W).

Wie bereits gesagt, pflanzen sich im zweiten Stadium Wärmewellen in der Eisenkernspule fort, die einen Temperaturausgleich zwischen Stellen verschiedener Temperatur bewirken. Die Geschwindigkeit, mit der dieser Temperaturausgleich stattfindet, ist direkt proportional der spezifischen Wärmeleitfähigkeit $\lambda$ und umgekehrt proportional der spezifischen Wärme $c$ des Materials, in dem die Wärmewelle fortschreitet. Außerdem hängt diese Geschwindigkeit noch vom Temperaturgefälle an der betreffenden Stelle ab. Dies ist leicht in dem einfachen Fall einer ebenen Wärmewelle in einem homogenen Material einzusehen. Bei konstantem Temperaturabfall in Richtung der Fortpflanzung haben wir einen stationären Wärmestrom. Ist der Temperaturabfall in dieser Richtung jedoch nicht konstant, so fließt an einer Seite eines Volumenelementes mehr oder weniger Wärme nach innen als an der anderen Seite herausfließt, wodurch die Temperatur dieses Volumenelementes zu- bzw. abnimmt.

Im dritten Stadium, dem Beharrungszustand, wird die gesamte Verlustleistung $P_v$ in Form von Wärme nach außen abgeleitet, wobei die Wärme hauptsächlich über die Oberfläche an das Kühlmittel (Luft oder Transformatoröl) abgegeben wird. Wenn man dafür sorgt, daß das Kühlmittel

frei zirkulieren kann, spielt Wärmeleitung bei Kühlung durch Luft oder ein anderes Gas kaum eine Rolle, sondern hauptsächlich die Wärmeabgabe durch Konvektion. Bei Kühlung durch Öl oder eine andere Flüssigkeit ist sowohl Konvektion wie auch Leitung von Bedeutung.

Im einfachsten Fall rechnet man bei Selbstkühlung durch Luft mit einem mittleren Temperatursprung $\triangle\vartheta$ zwischen der Oberfläche der Eisenkernspule und der umgebenden Luft. Die als Wärme weggeführte Leistung ist dann etwa proportional dem Temperatursprung und der kühlenden Oberfläche. Für angenäherte Berechnungen kann man als kühlende Oberfläche $A$ zweimal die Summe der Oberflächen der drei Projektionen nehmen und als Wärmeübergangszahl $\alpha$ ungefähr 1 mW/(cm$^2$· °C). Der genannte Temperatursprung beträgt:

$$\triangle\vartheta = \frac{P_v}{A\,\alpha},$$

$\vartheta$ ... (°C); $P$ ... (W); $A$ ... (cm$^2$); $\alpha$ ... (W/(cm$^2$ · °C)).

Im idealisierten Grenzfall, bei dem die Temperaturunterschiede in der Wicklung und dem Kern gegenüber dem Temperatursprung $\triangle\vartheta$ vernachlässigbar klein sind, setzt man die Temperatur der Eisenkernspule gleich der Summe des Temperatursprungs und der Umgebungstemperatur. Die erstere Temperatur darf selbstverständlich die zugelassene Grenztemperatur nicht überschreiten. Wird Öl als Kühlmittel verwendet, so erhalten wir zwei Temperatursprünge, nämlich zwischen der Eisenkernspule und dem Öl und zwischen dem Ölkasten und der Luft.

Für genauere Berechnungen müssen verschiedene Faktoren berücksichtigt werden, von denen wir einige nennen wollen, ohne näher auf sie einzugehen. Durch einen Unterschied der Verluste und der kühlenden Oberfläche können die Temperaturen von Kern und Wicklung voneinander abweichen, wodurch z.B. Wärmeabgabe von der Wicklung zum Kern erfolgt. Bei intensiver Kühlung der Oberfläche der Eisenkernspule kann außer dem besprochenen Temperatursprung ein nicht mehr zu vernachlässigender Temperaturabfall innerhalb der Wicklung oder des Kerns in Erscheinung treten. Die Berechnung dieses Temperaturabfalls wird dadurch kompliziert, daß die Wärmeerzeugung durch die Verlustleistung nicht in einem Punkt oder einer Fläche konzentriert auftritt, sondern über das Wicklungs- bzw. Kernvolumen verteilt ist, und außerdem dadurch, daß die Wärme auf ihrem Weg durch Material mit verschiedener Wärmeleitfähigkeit hindurch fließt. Große Temperaturunterschiede zwischen den einzelnen Teilen einer Eisenkernspule rufen mechanische Spannungen hervor, die in ungünstigen Fällen die Isolation beschädigen können.

Eingeschlossene Luft, die nicht zirkulieren kann, hat eine sehr geringe Wärmeleitfähigkeit. Es ist darum ratsam, zur Verbesserung der Wärmeleitfähigkeit einer Eisenkernspule die in der Wicklung, dem Kern und dazwischen eingeschlossene Luft zu entfernen. Hierfür gibt es verschiedene Methoden, wie Tränken, Vergießen oder den Einbau in ein mit Transformatoröl gefülltes Blechgefäß. Es muß aber vermieden werden, daß Luftblasen zurückbleiben, da in ihnen die elektrische Feldstärke größer als in der Isolation ist, so daß Ionisation der Luft und damit eine Glimmentladung und Isolationsdurchschlag auftreten können.

Beim Übergang von einer Lage der Wicklung zur nächsten Lage ist es bei runden Drähten hinsichtlich der Wärmeleitfähigkeit wichtig, ob die Drähte der einen Lage die der anderen kreuzen oder ob sie durch eine besondere Wickeltechnik in der gesamten Länge aneinander liegen. Das Einlegen von Isolationspapier zwischen die Lagen verschlechtert die Wärmeleitfähigkeit.

Es sei bemerkt, daß bei der üblichen Transformatorkonstruktion mit natürlicher Selbstkühlung durch Luft die Wärmeabgabe ziemlich ungünstig ist. Wenn man einer intensiven Kühlung mehr Aufmerksamkeit widmet, z.B. durch Fremdlüftung und Einbau von Luftkanälen in den Transformator, bestehen noch Möglichkeiten zu bedeutender Verringerung des Volumens und des Materialaufwandes. Übrigens kann man durch intensive Kühlung bei einer gegebenen Konstruktion die Temperatur der Wicklung und damit die Verluste herabsetzen.

Es folgt jetzt eine Tafel, in der Überschlagswerte von spezifischer Wärme $c$ (pro *Volumen*) und spezifischer Wärmeleitfähigkeit $\lambda$ von verschiedenen bei Eisenkernspulen verwendeten Materialsorten zusammengestellt sind. Mit diesen Werten lassen sich angenähert die zu erwartenden Temperaturen bestimmen. Genauere Daten findet man in der Literatur, die sich speziell

SPEZIFISCHE WÄRME (PRO VOLUMEN) $c$ UND SPEZIFISCHE WÄRMELEITFÄHIGKEIT $\lambda$ EINIGER STOFFE

| | *Kupfer* | *Aluminium* | *Silizium-Eisen-blech* | *Vergussmasse auf Asphaltbasis* | *Polyesterharz* | *Transformatorenöl* | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $c$ | 3,4 | 2,4 | 3,6 | 1,9 | 2,5 | 1,8 | $\frac{\text{J}}{\text{cm}^3 \cdot °\text{C}}$ |
| $\lambda$ | 4,0 | 2,1 | 0,4* | $3{,}5 \times 10^{-3}$ | $2{,}6 \times 10^{-3}$ | $1{,}4 \times 10^{-3}$ | $\frac{\text{W}}{\text{cm} \cdot °\text{C}}$ |

* wird senkrecht zur Fläche durch die Isolation der Bleche kleiner.

mit diesem Gebiet beschäftigt (z.B.: W. Oburger, Die Isolierstoffe der Elektrotechnik, Springer-Verlag, Wien 1957).

## § 6. Die Festlegung der Grenztemperatur

Die zulässige Grenztemperatur, die wir zur Grundlage des thermischen Entwurfs machen wollen, läßt sich nach drei verschiedenen Gesichtspunkten festlegen. Man muß bei jedem Entwurf untersuchen, welcher Gesichtspunkt entscheidend ist.

Der erste Gesichtspunkt bezieht sich auf die Grenztemperatur des passiven Materials, z.B. Isolation der Drähte und feste oder flüssige Füllstoffe, die die Luft aus der Eisenkernspule verdrängen müssen. Die meisten dieser Stoffe haben eine Temperaturgrenze, oberhalb derer sie unbrauchbar werden. Dieses Unbrauchbarwerden kann unter Umständen schnell auftreten, z.B. durch Verbrennen der Isolation; es kann sich aber auch als langsame Veränderung äußern, deren schädliche Auswirkungen erst nach längerer Zeit merkbar werden; feste Füllstoffe können durch übermäßige Hitze weich werden.

Der zweite Gesichtspunkt bezieht sich auf die Zunahme der Verluste durch Temperaturanstieg im Leitermaterial (siehe § 2). Wegen der Forderung nach einem bestimmten Wirkungsgrad kann eine Grenztemperatur erwünscht sein, die tiefer liegt als die Grenztemperatur, die von der Wärmeempfindlichkeit der passiven Stoffe bestimmt wird.

Der dritte Gesichtspunkt berücksichtigt die magnetischen Eigenschaften des Eisenkerns. Zwischen Zimmertemperatur und etwa 200 °C ändern sich die magnetischen Eigenschaften von Siliziumeisenblech wenig. Bei höheren Temperaturen verschiebt sich jedoch der Punkt, bei dem der Magnetisierungsstrom stark ansteigt, nach kleineren spezifischen Windungsspannungen als ungefähr 30 mV/cm² bei 50 Hz (vergleiche Abb. 3).

Außerdem gibt es selbstverständlich noch Eisenkernspulen, bei denen z.B. wegen der Forderung eines hohen Wirkungsgrades die Erwärmung so klein ist, daß keine der drei genannten Grenztemperaturen erreicht wird.

Zur Information: Die zulässigen Grenztemperaturen nach dem zuerst genannten Gesichtspunkt, der Wärmefestigkeit des passiven Materials, liegen bei den gebräuchlichen Isolierstoffen, wie Baumwolle, Naturseide, Papier, die Lackschicht von emailliertem Draht, Vergußmasse auf Asphaltbasis und Transformatoröl, unter 100 °C. Neben den hier genannten Stoffen gibt es noch verschiedene Isolationsstoffe, die bedeutend höhere Grenztemperaturen vertragen, z.B. Glasfasern und die Oxydschicht von eloxiertem Aluminium. In der einschlägigen Literatur, z.B. das oben genannte Buch

von Oburger und die betreffenden Vorschriften der Normenstellen wie IEC (International Electrotechnical Commission) oder VDE (Verein Deutscher Elektrotechniker), sind genauere Einzelheiten zu finden.

## § 7. Die Ermittlung der zulässigen Fensterstromdichte und spezifischen Windungsspannung aus der Grenztemperatur oder aus dem Wirkungsgrad

Die Fensterstromdichte und die spezifische Windungsspannung einer Eisenkernspule müssen so gewählt werden, daß an keiner Stelle die für das betreffende Material zugelassene Grenztemperatur überschritten wird. Die spezifische Windungsspannung wird in vielen Fällen jedoch nicht von wärmetechnischen, sondern von anderen Faktoren bestimmt (siehe S. 16). Die spezifische Eisenverlustleistung $P_e'$ liegt dann fest, wodurch die weitere Berechnung einfach wird.

Betrachten wir nun Eisenkernspulen einer bestimmten Form, z.B. Spulen mit quadratischem Kern, der aus den E-I-Blechen von Abb. 12 zusammengestellt wurde, so sind Eisenvolumen, Wicklungsvolumen und kühlende Oberfläche insofern bekannt, daß man sie im $a$-Maß des genannten Bleches ausdrücken kann. Die kühlende Oberfläche bestimmt die gesamte Verlustleistung $P_v$, die die Spule thermisch verarbeiten kann; die gesuchte Fensterstromdichte $S$ folgt dann aus der zulässigen Leiterverlustleistung $P_l$, die gleich dem Unterschied zwischen der gesamten und der Eisenverlustleistung $P_e$ ist.

Wir geben nachfolgend ein Beispiel einer Berechnung, die auf den vereinfachten auf S. 58 genannten Voraussetzungen beruht: der Temperaturabfall innerhalb der Spule ist vernachlässigbar klein; die kühlende Oberfläche ist zweimal die Summe der drei Projektionen.

Bei einem E-I-Kern mit quadratischem Querschnitt ist die kühlende Oberfläche $A = 132\,a^2$, das Eisenvolumen $V_e = 48\,a^3$ und das Wicklungsvolumen $V_w = 36\,a^3$. Als Grenztemperatur für eine herkömmliche Konstruktion wählen wir 90°C, woraus bei einer höchsten Umgebungstemperatur von 35°C eine zulässige Erwärmung $\triangle\vartheta = 55$°C folgt. Die Wärmeübergangszahl zwischen der kühlenden Spulenoberfläche und Luft setzen wir bei Selbstkühlung durch Luft an mit: $\alpha = 1$ mW/(cm² · °C). Der spezifische Eisenverlustfaktor bei 50 Hz beträgt im Mittel: $\gamma = 50$ S · cm · Wdg², und der spezifische Widerstand von Kupfer ist bei 90°C: $\varrho_{90} = 2{,}2 \times 10^{-6}\ \Omega \cdot$ cm/Wdg². Außerdem nehmen wir für dieses Berechnungsbeispiel an, daß der Füllfaktor der Wicklung $f = 0{,}25$ und das $a$-Maß des E-I-Bleches 1 cm beträgt. Als spezifische Windungsspannung $U'$ setzen wir 28 mV/(Wdg · cm²) fest.

Die gesamte zulässige Verlustleistung beträgt:

$$P_v = \triangle\vartheta \cdot \alpha \cdot A = \triangle\vartheta \cdot \alpha \cdot 132a^2 \quad =$$

$$= 55 \times 1 \times 10^{-3} \times 132 \times 1^2 \ ^\circ\mathrm{C} \cdot \frac{\mathrm{W}}{\mathrm{cm}^2 \cdot ^\circ\mathrm{C}} \cdot \mathrm{cm}^2 = 7{,}3 \ \mathrm{W}.$$

Als Eisenverlustleistung erhalten wir:

$$P_e = P_e' \, V_e = \gamma \, U'^2 \, V_e = \gamma U'^2 \cdot 48a^3 =$$

$$= 50 \times 28^2 \times 10^{-6} \times 48 \times 1^3 \ \mathrm{S} \cdot \mathrm{cm} \cdot \mathrm{Wdg}^2 \cdot \frac{\mathrm{V}^2}{\mathrm{Wdg}^2 \cdot \mathrm{cm}^4} \cdot \mathrm{cm}^3 = 1{,}9 \ \mathrm{W}.$$

Die zulässige Leiterverlustleistung ist dann:

$$P_l = P_v - P_e = 5{,}4 \ \mathrm{W}.$$

Da $P_l$ andererseits in der Fensterstromdichte ausgedrückt werden kann (siehe S. 49):

$$P_l = P_l' \, V_w = \frac{\varrho}{f} S^2 \, V_w = \frac{\varrho}{f} \cdot S^2 \cdot 36a^3,$$

erhalten wir:

$$S^2 = 5{,}4 \times \frac{0{,}25 \times 10^6}{2{,}2 \times 36 \times 1^3} \ \mathrm{W} \cdot \frac{\mathrm{Wdg}^2}{\Omega \cdot \mathrm{cm} \cdot \mathrm{cm}^3},$$

woraus folgt:

$$S = 130 \, \frac{\mathrm{A} \cdot \mathrm{Wdg}}{\mathrm{cm}^2}.$$

Einen anderen Weg müssen wir gehen, wenn die Fensterstromdichte und die spezifische Windungsspannung nicht durch die Grenztemperatur, sondern durch den Wirkungsgrad oder die Verlustzahl bestimmt werden. Bei dieser Berechnung muß man also den Quotienten der Verlustleistung und der Nutzleistung bilden; dieser Quotient darf dann höchstens gleich der Verlustzahl sein, die mit dem geforderten Wirkungsgrad übereinstimmt. In unserer Betrachtung verstehen wir unter Nutzleistung der Einfachheit halber das Produkt von Windungsspannung und Stromwindungen (siehe S. 17), also

$$P = A_e \, U' \cdot A_f \, S.$$

Bei einer Drossel ist diese Leistung $P$ hauptsächlich eine Blindleistung, während sie bei einem Transformator mit Widerstandsbelastung annähernd das Doppelte der sekundär verbrauchten Leistung beträgt (siehe S. 19 und S. 65, § 7, letzter Absatz).

Wie bekannt, besteht die Verlustleistung $P_v$ aus Eisenverlusten und Leiterverlusten, also:

$$P_v = \gamma\, U'^2\, V_e + \frac{\varrho}{f}\, S^2\, V_w\,.$$

Wenn wir eine bestimmte Form für die Eisenkernspule wählen, dann erhalten die genannten Querschnitte und Volumen ein bestimmtes gegenseitiges Verhältnis. So sind z.B. bei einem quadratischen Kern aus E-I-Blechen (siehe Abb. 12), ausgedrückt im $a$-Maß: $A_e\, A_f = 12\, a^4$, $V_e = 48\, a^3$ und $V_w = 36\, a^3$.

Nehmen wir nun eine bestimmte Form und Größe der gesuchten Eisenkernspule an, so ergibt sich, daß hierbei in erster Annäherung der maximale Wirkungsgrad erhalten wird, wenn wir durch geeignete Wahl der spezifischen Windungsspannung $U'$ und der spezifischen Fensterstromdichte $S$ die Eisenverluste gleich den Kupferverlusten machen. In dem Ausdruck:

$$\frac{P_v}{P} = \frac{\gamma V_e\, U'^2 + (\varrho/f)\, V_w\, S^2}{A_e\, A_f \cdot U'\, S}$$

ist nämlich der Nenner bei gegebener Nutzleistung $P$ konstant; die Ausdrücke im Zähler haben Faktoren, die wir überschlägig als konstant ansehen, während der eine Summand von $U'^2$ und der andere von $S^2$ abhängt. Da nun das Produkt von $U'$ und $S$ (und damit das Produkt der beiden Summanden des Zählers) gegeben ist, wird die Summe im Zähler ein Minimum, wenn die zwei Ausdrücke einander gleich sind (bekanntlich wird die Summe von zwei Zahlen, deren Produkt gegeben ist, ein Minimum, wenn die zwei Zahlen einander gleich sind).

Als Beispiel für die Berechnung der Fensterstromdichte $S$ und der spezifischen Windungsspannung $U'$ an Hand des Wirkungsgrades betrachten wir folgenden idealisierten Grenzfall: Wir nehmen an, daß ein quadratischer Kern aus E-I-Blechen gewählt wird, und daß der spezifische Eisenverlustfaktor $\gamma$, der spezifische Widerstand $\varrho$ und der Füllfaktor $f$ als nahezu konstant angesehen werden können. Gegeben sind die Nutzleistung $P$ und die Verlustzahl $P_v/P$; gesucht ist das $a$-Maß des E-I-Bleches, die spezifische Windungsspannung $U'$ und die Fensterstromdichte $S$.

Wenn wir die im $a$-Maß des E-I-Bleches ausgedrückten Abmessungen in die vorige Formel für die Verlustzahl einsetzen, erhalten wir:

$$\frac{P_v}{P} = \frac{1}{a}\,\frac{4\gamma\, U'^2 + 3\,(\varrho/f)\, S^2}{U'S} = \frac{1}{a}\left(4\gamma\,\frac{U'}{S} + 3\,\frac{\varrho}{f}\,\frac{S}{U'}\right),$$

woraus durch Gleichsetzen der beiden Ausdrücke in der Klammer (Eisenverluste = Leiterverluste) folgt:

$$\frac{U'}{S} = \sqrt{\frac{3\varrho}{4\gamma f}}$$

und

$$\frac{P_v}{P} = \frac{1}{a} 4 \sqrt{3\gamma \frac{\varrho}{f}} \cdot$$

In diesem idealisierten Fall hängt der Wirkungsgrad also allein vom $a$-Maß und nicht von der Wahl der spezifischen Windungsspannung und der Fensterstromdichte ab. Dies ist leicht zu verstehen, da bei unseren Voraussetzungen die Verlustleistung und die Nutzleistung mit gleicher Potenz von $U'$ und $S$ zunehmen.

Mit dem so ermittelten $a$-Maß erhalten wir als letzten notwendigen Wert das Produkt von $U'$ und $S$:

$$P = A_e A_f \cdot U' S = 12\, a^4\, U' S.$$

Zu dieser Berechnung ein Zahlenbeispiel. Gegeben: $P = 100$ VA; $P_v/P = 0{,}1$. Angenommen: $\gamma = 50$ S · cm · Wdg²; $\vartheta = 90$ °C, so daß für Kupfer $\varrho = 2{,}2\ \Omega \cdot \text{cm/Wdg}^2$ gilt; $f = 0{,}25$. Gewählt ist: quadratischer Kern des E-I-Bleches, also $A_e A_f = 12\, a^4$, $V_e = 48\, a^3$; $V_w = 36 a^3$. Gesucht ist: $a$; $U'$; $S$.

$$a = 4 \times 100 \sqrt{\frac{3 \times 50 \times 2{,}2}{10^6 \times 0{,}25}} \sqrt{\text{S} \cdot \text{cm} \cdot \text{Wdg}^2 \cdot \Omega \cdot \text{cm/Wdg}^2} = 1{,}46\,\text{cm};$$

$$U' S = \frac{100}{12 \times 1{,}46^4} \frac{\text{V} \cdot \text{A}}{\text{cm}^4} = 1{,}83 \frac{\text{V} \cdot \text{A}}{\text{cm}^4};$$

$$\frac{U'}{S} = \sqrt{\frac{3 \times 2{,}2}{4 \times 10^6 \times 50 \times 0{,}25}} \sqrt{\frac{\Omega \cdot \text{cm}}{\text{Wdg}^2 \cdot \text{S} \cdot \text{cm} \cdot \text{Wdg}^2}} = 3{,}64 \times 10^{-4} \frac{\text{V}}{\text{A} \cdot \text{Wdg}^2};$$

$$U'^2 = 1{,}83 \times 3{,}64 \times 10^{-4} \frac{\text{V} \cdot \text{A} \cdot \text{V}}{\text{cm}^4 \cdot \text{A} \cdot \text{Wdg}^2},$$

$$U' = 26 \frac{\text{mV}}{\text{Wdg} \cdot \text{cm}^2};$$

$$S^2 = \frac{1{,}83 \times 10^4}{3{,}64} \frac{\text{V} \cdot \text{A} \cdot \text{A} \cdot \text{Wdg}^2}{\text{cm}^4 \cdot \text{V}}$$

$$S = 71 \frac{\text{A} \cdot \text{Wdg}}{\text{cm}^2}.$$

Wir möchten unsere Leser aber darauf hinweisen, daß sie sich nicht durch die hier gegebenen, sehr vereinfachten Rechenbeispiele davon abhalten lassen, über die wirklich auftretenden verwickelteren Probleme der Praxis selbständig nachzudenken. So wird z.B. bei größeren Eisenkernspulen der Wirkungsgrad meistens so groß sein, daß es keinen Sinn hat, die Eisenverluste den Leiterverlusten gleichzumachen und dadurch vielleicht eine in anderer Hinsicht ungünstige Konstruktion zu erhalten. Auch soll man keine zu weit gehenden Schlüsse aus der in einem bestimmten Bereich gerechtfertigten Annahme ziehen, daß die Eisen- und Leiterverluste proportional dem Quadrat der Spannung bzw. des Stromes sind. Bei hoher Leiterbelastung nehmen die Widerstandsverluste wegen der Widerstandserhöhung durch Erwärmung stärker als quadratisch mit dem Strom zu; ferner können bei einem Transformator mit hoher Spannungsbelastung des Eisens wegen des großen Magnetisierungsstromes in der Primärwicklung die Leiterverluste von der spezifischen Windungsspannung abhängig werden.

Bei genaueren Berechnungen der Eisenverluste genügt auch nicht der gemittelte Wert des spezifischen Eisenverlustfaktors, den wir für 50 Hz angenommen haben. Man muß dann diejenigen Werte des spezifischen Eisenverlustfaktors nehmen, die für das betreffende Kernmaterial in der benutzten Blechdicke bei der betreffenden Frequenz und der gewählten spezifischen Windungsspannung gelten.

Nähern sich die Transformatorverluste der Sekundärleistung, was vor allem bei kleinen Transformatoren der Fall sein kann, so muß man bei der Berechnung der Primärleistung diese Verluste berücksichtigen; die Primärleistung kann dann erheblich größer als die sekundäre sein.

## § 8. Schlußbetrachtung

Wer eine Eisenkernspule benutzt, interessiert sich hauptsächlich für die an den Anschlußklemmen vorhandenen elektrischen Werte. Für den Konstrukteur gibt es jedoch drei Faktoren: den elektrischen, den magnetischen und den thermischen. Während der elektrische Teil einer Eisenkernspule im allgemeinen leicht begriffen wird, ist das Gefühl für das Verhalten des magnetischen Teiles meistens weniger gut ausgebildet. Wir hoffen durch unsere Darstellungsweise das Verständnis dieses Verhaltens verbessert oder jedenfalls seine Handhabung für den Konstrukteur vereinfacht zu haben.

Der Konstrukteur ist geneigt, die wärmetechnische Berechnung als ein notwendiges Übel anzusehen, von dem wenig Anregungen ausgehen, da

diese Berechnung sich nicht auf die eigentliche Funktion der Eisenkernspule bezieht. Aber gerade hier bestehen noch interessante Möglichkeiten für das Streben nach kleineren Spulen. Man kann nach neuen Isolationsstoffen suchen, die höhere Temperaturen aushalten oder eine bessere Wärmeleitfähigkeit als die üblichen haben, oder man kann sich auch um Konstruktionen mit besserer Wärmeabgabe bemühen.

Im übrigen kann man versuchen den Füllfaktor zu verbessern, wodurch die Leiterverluste kleiner werden. Erhöht man dann die Fensterstromdichte, bis man wieder gleiche Verluste und gleiche Erwärmung hat, so nimmt die Nutzleistung proportional der Wurzel des Füllfaktors zu; gleichzeitig wird jedoch auch die Verlustzahl umgekehrt proportional dieser Wurzel herabgesetzt. In den Fällen, in denen nicht die Temperatur sondern der Wirkungsgrad maßgebend ist, kann man darum bei gegebenen Abmessungen der Spule die Nutzleistung proportional dem Füllfaktor steigern.

Benutzt man eine etwaige Verbesserung des Füllfaktors bei konstanter Nutzleistung jedoch dazu, die Spule kleiner zu machen, so wird das Verhältnis von kühlender Oberfläche zu verlusterzeugendem Volumen günstiger. Obendrein wird durch die Erhöhung des Füllfaktors in einer gegebenen Spule die Wärmeleitfähigkeit besser und die im ersten Stadium der Erwärmung wirksame Wärmekapazität größer.

Ein Beispiel für beide Verbesserungen ist die Verwendung von eloxiertem Aluminiumband als Leiter. Es ermöglicht einen großen Füllfaktor und hat eine Isolierung, die hohe Temperaturen verträgt.

Schließlich kann man noch versuchen, die Kühlung zu verbessern, sei es durch Vergrößern der Wärmeabgabe über Konstruktionsteile oder sei es z.B. durch Fremdlüftung. Da sich die Konstrukteure von Eisenkernspulen meistens weniger intensiv mit den Erscheinungen befassen, die bei der Wärmeabgabe an Luft auftreten, ist es wahrscheinlich, daß auf diesem Gebiet noch Verbesserungen erzielt werden können. Besonders auffallende Einsparungen können am Rauminhalt größerer Spulen erreicht werden, wenn man bewußt eine gewisse Verschlechterung des bei diesen Spulen normalerweise hohen Wirkungsgrades zuläßt.

# Anhang

# THEORETISCHE UND PRAKTISCHE HINWEISE

## § 1. Umrechnung von $B_{max}$ in spezifische Windungsspannung

Allgemein ist es üblich, die magnetische Belastung eines Eisenkerns durch den maximalen Momentanwert $B_{max}$ der magnetischen Induktion anzugeben. Wir wollen zeigen, wie man einen gegebenen Wert von $B_{max}$ in die bei uns angewendete (effektive) spezifische Windungsspannung-pro-Frequenz umrechnet. Die magnetische Induktion wird ausgedrückt in Tesla (T) oder $V \cdot s/m^2$ (1 T = 10 000 Gauss). Nimmt $B$ eines magnetischen Feldes gleichförmig mit einem Tesla pro Sekunde zu, so wird in einer senkrecht zur Feldrichtung angebrachten flachen Windung mit 1 $m^2$ eingeschlossener Fläche eine Gleichspannung von 1 V induziert (siehe Abb. 17).

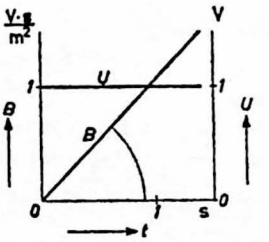



Abb. 17. Eine gleichförmig mit der Zeit $t$ zunehmende magnetische Induktion $B$ induziert in einer Windung eine konstante Gleichspannung $U$. In unserem Beispiel nimmt $B$ pro Sekunde um 1 Tesla (T) = 1 $V \cdot s/m^2$ = 10 000 Gauss zu und induziert 1 V in einer ebenen Windung, die senkrecht zur Feldrichtung steht und 1 $m^2$ des magnetischen Feldes umschließt.

Ändern wir nun $B$ sinusförmig mit der Zeit, und zwar so, daß eine Periode in $2\pi$ Sekunden durchlaufen wird und die Amplitude 1 Tesla beträgt (siehe Abb. 18), so ist die maximale Änderung von $B$, die bei den Nulldurchgängen auftritt, ebenfalls 1 T/s. Dies wollen wir weiter unten zeigen. In Abb. 18 ändert sich $B$ bei T = 0 um 1 T/s und induziert in diesem Augenblick die gleiche Spannung wie in Abb. 17, nämlich 1 V je umschlossenes $m^2$. Dies ist der Scheitelwert der spezifischen Windungsspannung, die durch ein

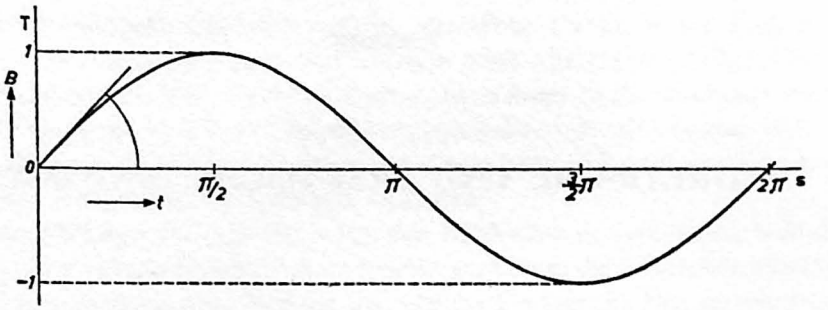



Abb. 18. Die maximale Änderung einer sinusförmig mit der Zeit verlaufenden magnetischen Induktion $B$ erfolgt bei den Nulldurchgängen. Diese Änderung beträgt 1 Tesla pro Sekunde, wenn die Amplitude von $B$ 1 Tesla (T) beträgt und eine Periode $2\pi$ Sekunden dauert.

$B_{max}$ von 1 T und der Frequenz $1/2\pi$ Hz erzeugt wird. Rechnen wir diesen Wert für den *effektiven* Spannungswert, 1 cm² und 1 Hz um, so erhalten wir eine spezifische Windungsspannung-pro-Frequenz von

$$2\pi \times 1000/(\sqrt{2} \times 10\,000)$$

oder:

$$0{,}444 \frac{\text{mV}\sim}{\text{Wdg}\cdot\text{cm}^2\cdot\text{Hz}}.$$

Bei $B_{max} = 1$ T und $f = 50$ Hz haben wir also eine spezifische Windungsspannung:

$$U' = 22{,}2 \frac{\text{mV}\sim}{\text{Wdg}\cdot\text{cm}^2}.$$

Wir wollten noch zeigen, daß die $B$-Änderung im Nullpunkt in Abb. 18 eben so steil verläuft wie in Abb. 17. Auf dem Umfang eines Einheitskreises bewegt sich der Endpunkt eines rotierenden Radius mit der Geschwindigkeit

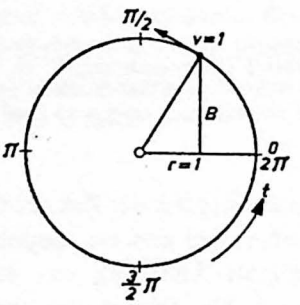



Abb. 19. Der Endpunkt eines rotierenden Radius des Kreises mit dem Radius $r = 1$ hat die Geschwindigkeit $v = 1$. Für eine Umdrehung wird die Zeit $2\pi$ benötigt. Bei den Nulldurchgängen ändert sich die Länge der mit $B$ bezeichneten Senkrechten momentan ebenfalls um 1.

$v = 1$ und macht daher eine Umdrehung in der Zeit $2\pi$. Beim Nulldurchgang ist nun die Änderung des zugehörenden $B$ zahlenmäßig ebenso groß wie $v$, und zwar 1 Tesla pro Sekunde (siehe Abb. 19).

## § 2. Die Impedanz einer Drossel. Die spezifische Impedanz

Die *Scheinleistung* einer Drossel mit geschlossenem Eisenkern bei 50 Hz erhält man aus dem Produkt von zwei *Produkten*, nämlich dem Produkt der spezifischen Windungsspannung und spezifischen Stromwindungen, also einer auf die Volumeneinheit bezogenen Leistung, und dem Produkt von Eisenquerschnitt und Eisenlänge, also dem Eisenvolumen.

Die *Impedanz* einer Drossel mit einer einzigen Windung erhält man aus dem Produkt von zwei *Quotienten*, nämlich dem Quotienten aus Eisenquerschnitt und Eisenlänge und dem Quotienten aus der spezifischen Windungsspannung und den spezifischen Stromwindungen. Der letztgenannte Quotient $U'/I'$ ist eine Impedanz, die auf die Einheit des Eisenquerschnitts bzw. der Eisenlänge bezogen ist. Wir geben diesem Quotienten darum den Namen: „spezifische Impedanz". Diese spezifische Impedanz ist ein Kennwert des betreffenden Eisens und kann für jede gewählte Spannungsbelastung des Eisens aus der Magnetisierungskurve bestimmt werden, siehe z.B. Abb. 3 (S. 9).

An Hand dieser Überlegungen können wir die Impedanz der erstgenannten Drossel wie folgt berechnen:

$$\frac{U_n}{I_n} = n^2 \frac{U}{I} = n^2 \frac{U'}{I'} \frac{A_e}{l_e}.$$

Die sonst übliche Rechenweise nimmt ihren Weg längs der Begriffe Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$, Induktivität $L$, relative Permeabilität des Eisens $\mu_r$ und Induktionskonstante $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-9}$ H/cm:

$$\frac{U_n}{I_n} = \omega L = \omega\, n^2\, \mu_r\, \mu_0 \frac{A_e}{l_e}.$$

Man sieht, daß unser Begriff „spezifische Impedanz" mit der relativen Permeabilität und der Induktionskonstante folgendermaßen zusammenhängt:

$$\frac{U'}{I'} = \omega\, \mu_r\, \mu_0.$$

Der Begriff der spezifischen Impedanz ist selbstverständlich nicht auf Eisen beschränkt, sondern kann ebensogut bei Luft angewendet werden. Die spezifische Impedanz der Luft bei 50 Hz kann aus der Luftlinie von

Abb. 5 oder den auf Seite 11 angegebenen Zahlenwerten bestimmt werden und ist:

$$\frac{U'}{l_l'} = \frac{1}{2{,}533 \times 10^5} \frac{\mathrm{V \cdot cm}}{\mathrm{A \cdot cm^2 \cdot Wdg^2}} .$$

Bei einer Drossel mit einem kurzen Luftspalt der Länge $l_l$ sind also zwei spezifische Impedanzen wirksam, die in Übereinstimmung mit den verschiedenen Abmessungen des Eisens und der Luft die Impedanz der Drossel bestimmen. Diese Impedanz ist gegeben durch (siehe S. 23):

$$\frac{U_n}{I_n} = n^2 \frac{U}{I} = \frac{U' A_e}{I' \cdot l_e + I_l' \cdot l_l} = \frac{1}{\frac{I'}{U'} \frac{l_e}{A_e} + \frac{I_l'}{U'} \frac{l_l}{A_e}} .$$

Als Folgerung aus dem Begriff „spezifische Windungsspannung-pro-Frequenz" (siehe S. 9) können wir den Begriff „spezifische Impedanz-pro-Frequenz" bilden. Für Luft (und den leeren Raum) ist diese Größe (siehe Abb. 6 und S. 11):

$$\frac{U'}{l_l' f} = \frac{1}{12{,}665 \times 10^6} \frac{\mathrm{V \cdot cm}}{\mathrm{A \cdot cm^2 \cdot Wdg^2 \cdot Hz}} .$$

Der Zusammenhang dieser Größe mit der oben angegebenen Induktionskonstante ist:

$$\frac{U'}{l_l' f} = 2\pi \mu_0 = \frac{8\pi^2}{10^9} \frac{\mathrm{H}}{\mathrm{cm \cdot Wdg^2}} .$$

Diese eigenartigen mit $\pi$ zusammenhängenden Ausdrücke treten auf, da Volt und Ampere ursprünglich in Anpassung an jetzt veraltete Maßsysteme definiert wurden.

### § 3. Die Berechnung des Verlustwinkels einer Drossel

Eine Drossel mit Leiter- und Eisenverlusten kann schematisch durch eine verlustfreie Spule mit der Spannung $U_n$ und den Strom $I_n$, einem Serienwiderstand $R_n$ als Ursache der Leiterverluste und einem Parallelleitwert $G_n$ als Ursache der Eisenverluste dargestellt werden (siehe Abb. 20). Im Vektordiagramm Abb. 21 ist zu sehen, daß die Leiterverluste einen Verlustwinkel:

$$\delta_1 \approx \operatorname{tg} \delta_1 = \frac{U_r}{U_n} = \frac{I_n}{U_n} R_n$$

veranlassen. Die Eisenverluste verursachen einen Verlustwinkel:

$$\delta_2 \approx \operatorname{tg} \delta_2 = \frac{I_g}{I_n} = \frac{U_n}{I_n} G_n .$$

Hierbei ist angenommen, daß die Verluste verhältnismäßig klein sind: $U_r \ll U_n$ und $I_g \ll I_n$, wodurch $\delta \approx \operatorname{tg} \delta$ wird und außerdem $U_n$ und $I_n$ etwa gleich der Klemmenspannung bzw. dem Klemmenstrom sind.

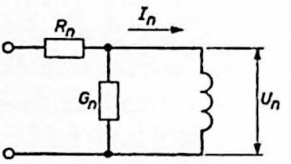



Abb. 20. Schematische Darstellung einer Drossel mit Leiter- und Eisenverlusten. Die Leiterverluste werden durch den Widerstand $R_n$ in Serie mit einer verlustfreien Spule und die Eisenverluste durch einen Leitwert $G_n$ parallel zu dieser Spule dargestellt. Spannung $U_n$ und Strom $I_n$ der verlustfreien Spule sind 90° phasenverschoben. Bei relativ kleinen Verlusten sind die Klemmenspannung und der Klemmenstrom nahezu gleich $U_n$ bzw. $I_n$, während der Phasenwinkel um einen gewissen Verlustwinkel kleiner als 90° ist.

Wir können nun in der nachstehenden Gleichung für $\delta$ die Impedanz $U_n/I_n$ mit Hilfe der Windungsspannung $U$ und der Stromwindungen $I$ auf die spezifische Impedanz $U'/I'$, die durch die Magnetisierungskurve des Eisens gegeben ist, zurückführen.

$$\delta = \delta_1 + \delta_2 = \frac{1}{n^2}\,\frac{I}{U}\,R_n + n^2\,\frac{U}{I}\,G_n = \frac{1}{n^2}\,\frac{I'}{U'}\,\frac{l_e}{A_e}\,R_n + n^2\,\frac{U'}{I'}\,\frac{A_e}{l_e}\,G_n.$$

Außerdem können wir auch den Serienwiderstand $R_n$ und den Parallel-Leitwert $G_n$ auf den spezifischen Widerstand $\varrho$ des Leitermaterials bzw. den spezifischen Eisenverlustfaktor $\gamma$ zurückführen (siehe S. 50 und 52), so daß wir schließlich für eine Drossel mit geschlossenem Eisenkern ohne Luftspalt die Formel erhalten:

$$\delta = \frac{I'}{U'}\,\frac{\varrho}{f}\,\frac{l_w\,l_e}{A_f\,A_e} + \frac{U'}{I'}\,\gamma\ .$$

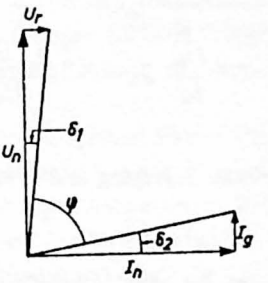



Abb. 21. Vektordiagramm zu Abb. 20. Durch die Verlustspannung $U_r = R_n I_n$ und den Verluststrom $I_g = G_n U_n$ haben die Klemmenspannung und der Klemmenstrom einen Phasenwinkel $\varphi$, der um $\delta = \delta_1 + \delta_2$ kleiner als 90° ist.

Der Teil von $\delta$, der auf das Eisen zurückzuführen ist, hängt nicht von den Abmessungen des Eisenkerns ab, sondern nur von der spezifischen Impedanz und dem spezifischen Verlustfaktor, die das Eisen bei der betreffenden Frequenz und spezifischen Windungsspannung hat.

Enthält der Eisenkern einer Drossel einen kurzen Luftspalt mit der Länge $l_l$ und dem Querschnitt des Eisenkerns, so stellen wir uns vor, daß diese Drossel aus der oben besprochenen durch Anbringen eines Luftspaltes entstanden sei. Da der Luftspalt in Serie mit dem Eisenweg liegt, wird bei gleicher Spannung $U_n$ der Strom größer, und zwar um den Betrag, der für den Luftweg erforderlich ist. Der Strom wird daher:

$$I_n = \frac{I}{n} = \frac{1}{n}\,(I'\,l_e + I_l'\,l_l)\,.$$

Die *Leiterverluste* nehmen bei gleichbleibendem $R_n$ durch die Erhöhung des Stromes zu. Wir nehmen an, daß die *Eisenverluste* $G_n\,U_n^2$ gleich bleiben, weil die spezifische Windungsspannung $U'$ des Eisens und damit auch $G_n$ unverändert geblieben sind. Die *Impedanz* der Drossel wird infolge der Erhöhung des magnetischen Widerstandes des magnetischen Kreises kleiner, was auch aus dem Ansteigen von $I_n$ hervorgeht. Für den Verlustwinkel erhalten wir nun:

$$\delta = \frac{1}{n^2}\,\frac{I'\,l_e + I_l'\,l_l}{U'\,A_e}\,R_n + n^2\,\frac{U'A_e}{I'\,l_e + I_l'\,l_l}\,G_n =$$

$$= \frac{\varrho}{f}\,\frac{l_w}{A_f}\left(\frac{I'}{U'}\,\frac{l_e}{A_e} + \frac{I_l'}{U'}\,\frac{l_l}{A_e}\right) + \gamma\,\frac{1}{\dfrac{I'}{U'} + \dfrac{I_l'}{U'}\,\dfrac{l_l}{l_e}}\,.$$

Wir möchten noch daruf hinweisen, daß man $\delta$ auch aus dem Quotienten der Verlustleistung und der Blindleistung $P_v/P$ finden kann, den wir auf Seite 63 bei den Betrachtungen über den Wirkungsgrad benutzt haben. Es ist nämlich:

$$\delta = \frac{I_n}{U_n}\,R_n + \frac{U_n}{I_n}\,G_n = \frac{I_n^2\,R_n + U_n^2\,G_n}{U_n\,I_n} = \frac{P_v}{P}\,.$$

## § 4. Primäre Leerlaufimpedanz, Streuung und Verzerrungen beim Transformator

Bei gegebener Netzspannung $U_n$ und festgelegter spezifischen Windungsspannung $U'$ kann man noch zwischen verschiedenen Kombinationen des Eisenquerschnittes $A_e$ und der Windungszahl $n$ wählen, wobei:

$$U_n = nU = n\,A_e\,U'$$

und folglich

$$n\,A_e = \frac{U_n}{U'}$$

konstant ist. Die Kombination von größerem $n$ mit kleinerem $A_e$ ergibt bei gleichbleibender Eisenlänge $l_e$ eine größere *primäre Leerlaufimpedanz* $U_n/I_n$. Es ist nämlich

$$I_n = \frac{I}{n} = \frac{I'\,l_e}{n}$$

und folglich

$$\frac{U_n}{I_n} = \frac{n\,A_e}{l_e}\,\frac{U'}{I'}\,n,$$

d.h. proportional $n$, da $U'/I'$ durch die Magnetisierungskurve des Eisens festliegt. Eine Konstruktion mit kleinem Eisenquerschnitt und großer Windungszahl ergibt jedoch einen größeren Wicklungswiderstand und bei normaler Wickeltechnik eine größere Streuung.

Die *Streuung* zwischen der primären und der sekundären Wicklung nimmt mit dem Abstand der Wicklungen zu, wie wir es bei dem Streufeld-Transformator gesehen haben. Die Streuung wird besonders klein, wenn wir die primäre und die sekundäre Wicklung aufteilen und wechselseitig auf denselben Schenkel wickeln, z.B. abwechselnd eine Lage primäre und eine Lage sekundäre Windungen.

Bei einem Regeltransformator mit einstellbarer Anzapfung nach Abb. 22a kann in der Sekundärwicklung Streuung auftreten, obwohl die Sekundärwicklung auf demselben Schenkel dicht über die Primärwicklung gewickelt ist. Bei Belastung der Anzapfung sinkt die Windungsspannung in dem Stück des Schenkels, das innerhalb des belasteten Teiles der Sekundärwicklung liegt, da sich ein Teil des Feldes aus dem unbelasteten Stück des Schenkels um das belastete Stück des Schenkels herum durch die Luft und den anderen Schenkel des Kernes schließt. Einen ähnlichen Nebenschluß des Magnetfeldes bei Belastung haben wir bereits beim Streufeld-Transformator besprochen.

Diese Sorte Streuung kann bedeutend verringert werden, wenn man die Primärwicklung in zwei oder mehr gleiche Wicklungen aufteilt, die *parallel*geschaltet werden, siehe Abb. 22b. Jede einzelne Wicklung erhält die ursprünliche Windungsanzahl, wobei der Drahtquerschnitt kleiner gewählt werden kann. Durch diese Konstruktion wird die Windungsspannung in der ganzen Länge des bewickelten Schenkels auch bei Belastung der Anzapfung viel besser konstant gehalten.

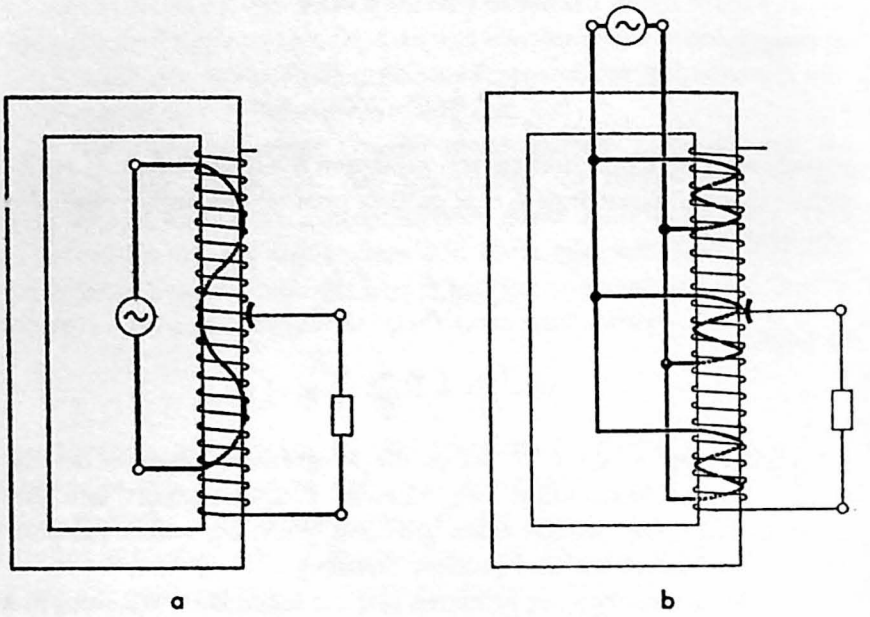



Abb. 22. Regeltransformator mit einstellbarer Anzapfung der Sekundärwicklung. a) normale Ausführung. b) Ausführung mit einer Primärwicklung, die aus drei gleichen, parallelgeschalteten Teilen besteht; hierdurch wird die Konstanz der Windungsspannung wesentlich erhöht.

Bei einer sinusförmigen Netzspannung wachsen die *Verzerrungen* des Magnetisierungsstromes mit der spezifischen Windungsspannung, die der Eisenkern verarbeiten muß. Diese Verzerrungen haben nur dann einen Einfluß auf die Form der Sekundärspannung, wenn auf der Primärseite ein (verzerrter) Spannungsabfall am Widerstand der Primärwicklung und der Streuimpedanz entsteht. Um Verzerrungen der Sekundärspannung zu vermeiden, kann man daher versuchen, außer Verminderung der Eisenbelastung auch die Streuung und den Primärwiderstand herabzusetzen.

Bei der Regelung eines Streufeld-Transformators entsteht eine beträchtliche Verzerrung des Magnetisierungsstromes, wenn man einen regelnden Eisenkörper, dessen Querschnitt bedeutend kleiner als der Querschnitt des Kernes ist, die gesamte Länge des Luftweges überbrücken läßt, so daß Sättigung des Regelkörpers erfolgt; man vergleiche Abb. 23 mit Abb. 13d, wo der übrig bleibende Luftweg in Serie mit dem regelnden Eisenkörper liegt, wodurch die genannte Verzerrung vermieden wird.

Bei der Regelung nach Abb. 23 verteilt sich die primäre Windungsspannung über den Querschnitt des Luftweges und den des Eisenkörpers reziprok

zum magnetischen Widerstand, so daß dieser Eisenquerschnitt eine ganz erhebliche Windungsspannung verarbeiten muß.

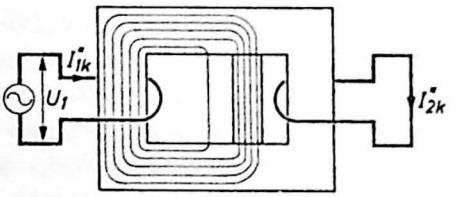



Abb. 23. Regelung eines Streufeld-Transformators mit einem Eisenkörper, der die Länge des Luftweges ganz überbrückt, aber einen bedeutend kleineren Querschnitt als der übrige Kern hat. Hierbei kann eine ansehnliche Verzerrung des Magnetisierungsstromes entstehen, da in dem Regelstück durch das Zusammendrängen eines großen Teiles des Magnetfeldes die spezifische Windungsspannung stark ansteigt.

## § 5. Genauere Ermittlung des magnetischen Luftwegwiderstandes beim Streufeld-Transformator

Bei der Berechnung des Kurzschlußstromes des Streufeld-Transformators wurde der Begriff „magnetischer Widerstand des Luftweges" eingeführt (Seite 43). Damit bezeichnen wir den Quotienten der Stromwindungen und Windungsspannung, wenn diese Stromwindungen erforderlich sind, um ein Feld dieser Windungsspannung den Luftweg durchlaufen zu lassen. Bei einem homogenen Feld ist der magnetische Widerstand eines Luftweges der Länge $l_l$ und des Querschnitts $A_l$ gleich dem Produkt eines Quotienten elektrischer Größen und einem Abmessungsquotienten: $(I_l'/U') \cdot (l_l/A_l)$. Den Wert der „spezifischen Impedanz" von Luft $U'/I_l'$ siehe Seite 70. Bei dieser Berechnung ist für das Feld in Luft bei Abb. 13c einfachheitshalber eine Verteilung angenommen, die in Abb. 24 gezeichnet ist.

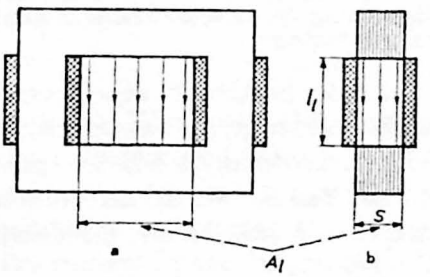



Abb. 24. Schematische Darstellung des Luftfeldes in einem Streufeld-Transformator, dessen Sekundärwicklung kurzgeschlossen ist. Der Feldlinienverlauf durch das Eisen und die Wicklung ist einfachheitshalber nicht gezeichnet. Nach diesem stark vereinfachten Feldlinienbild würde der magnetische Widerstand des Luftweges proportional $l_l/A_l$ sein.

Eine hierauf beruhende Berechnung ergibt, wie bereits früher erwähnt wurde, einen zu großen magnetischen Widerstand. Die spezifische Windungsspannung oder Felddichte $U'$ in dem Innenraum zwischen den Jochen ist nämlich kleiner als angenommen, da ein Teil des Feldes z.B. zwischen den Seiten- und Außenflächen der Joche verläuft und die gesamte Windungsspannung $U$ sich daher über einen größeren effektiven Luftquerschnitt $A_{l\,eff}$ verteilt. Eine kleinere Felddichte längs des Abstandes $l_l$ bedeutet jedoch auch weniger (gemittelte) spezifische Stromwindungen $I'$ entlang $l_l$ und darum weniger Stromwindungen $I$ für den Weg des Feldes $U$ von einem Joch zum anderen.

In Abb. 25 ist das Verhältnis des effektiven Luftquerschnittes zu dem in Abb. 24 angegebenen Luftquerschnitt: $A_{l\,eff}/A_l$ als Funktion des Verhältnisses des Jochabstandes zur Seitenlänge des Jochquerschnittes: $l_l/s$ gezeichnet. Diese Kurve wurde experimentell durch elektrische Messungen an einem analogen Aufbau, und zwar die Messung der gegenseitigen Kapazität von zwei langen quadratischen Metallstäben, aufgenommen.

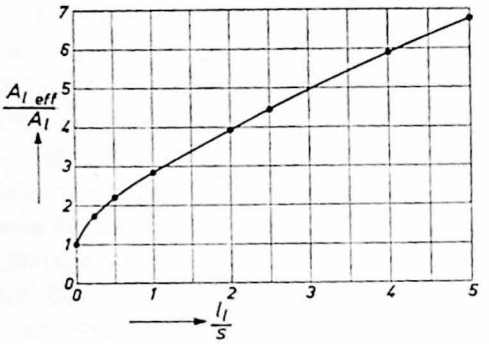



Abb. 25. Verhältnis des effektiven Luftquerschnittes $A_{l\,eff}$ zu dem in Abb. 24 angegebenen Luftquerschnitt $A_l$ als Funktion des Verhältnisses des Jochabstandes zur Seitenlänge des quadratischen Jochquerschnittes. Bei Verwendung dieses Korrektionsfaktors $A_{l\,eff}/A_l$ wird nur die Vergrößerung des Luftquerschnittes in Flächen parallel zu der in Abb. 24b gezeigten Ebene berücksichtigt.

Hierzu sei bemerkt, daß der in Abb. 25 angegebene Korrektionsfaktor nur den Teil des Feldes berücksichtigt, der zwischen den Seiten und Außenflächen der Joche verläuft, und zwar in Flächen parallel zur gezeigten Fläche von Abb. 24b. Der Teil des Feldes, der zwischen den Enden der Joche um die Wicklungen herum läuft, ist also nicht berücksichtigt.

## § 6. Effektive Länge des Luftspaltes bei einer Drossel

Bei der Drosselberechnung wurde einfachheitshalber angenommen, daß der

Querschnitt des Magnetfeldes im Luftspalt gleich dem Eisenquerschnitt ist. Das ist für Luftspalte, die im Vergleich zu ihren Querabmessungen sehr kurz sind, annähernd richtig. Haben wir jedoch einen längeren Luftspalt, so wird das Feld durch die Krümmung des Randfeldes breiter, wodurch der mittlere Querschnitt des Luftweges größer und der magnetische Widerstand, d.h. die erforderlichen Stromwindungen, kleiner als bei unserer Annahme wird. Man kann dies berücksichtigen, indem man zwar den Luftquerschnitt dem gegebenen Eisenquerschnitt $A_e$ gleichsetzt, aber die effektive Länge $l_l$ des Luftspaltes kürzer annimmt, als sie wirklich ist.

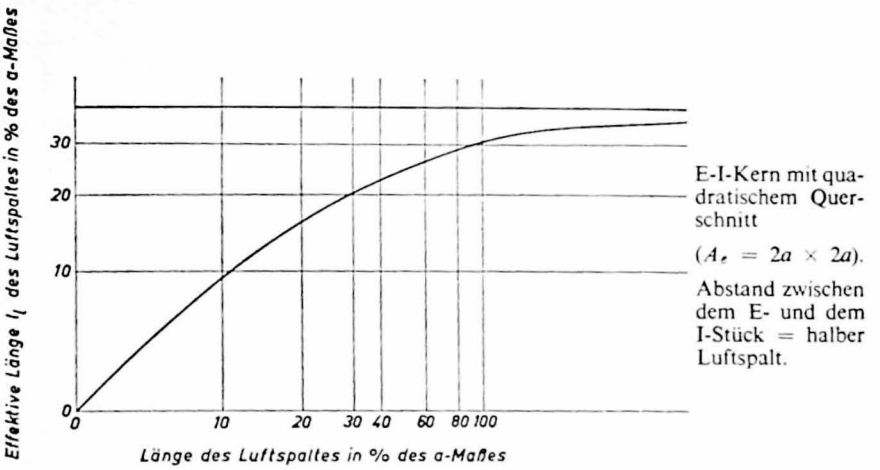



Abb. 26. Effektive Länge $l_l$ eines Luftspaltes als Funktion der wirklichen Länge bei einem E-I-Kern mit quadratischem Querschnitt. Den Luftspalt erhält man, indem das I-Stück in einem bestimmten Abstand vom E-Stück angeordnet wird. Da das magnetische Feld auf seinem Weg vom Mittelschenkel über das I-Stück zu den äusseren Schenkeln diesen Abstand zweimal überbrücken muß, beträgt die Länge des Luftspaltes zweimal diese Entfernung. Die Kurve nähert sich einem Grenzwert, der erreicht ist, wenn das I-Stück fortgenommen wird.

In Abb. 26 ist für einen E-I-Kern (siehe Abb. 12) mit quadratischem Kernquerschnitt angenähert die effektive Länge des Luftspaltes als Funktion der wirklichen Länge dargestellt. Man erhält diese Kurve durch Messungen an einer Drossel mit einstellbarem Luftspalt. Die Kurve strebt einem Endwert zu, bei dem der I-Teil entfernt ist und das gesamte Feld vom Mittelschenkel des E-Teiles durch den Luftraum zu den Außenschenkeln verläuft. Bemerkt sei noch, dass hier im Gegensatz zu § 5 die vollständige Korrektion berücksichtigt wurde.

## § 7. Die Erwärmung eines Kupferdrahtes nach dem Einschalten des Stromes

Auf Seite 56 wurde berechnet, wie die Temperatur eines Leiters in einer Wicklung bei einer kurzzeitigen Belastung zunimmt, bei der die Fortpflanzung und Ableitung der Wärme vernachlässigt werden kann. In einem Zahlenbeispiel soll nun gezeigt werden, wieviel Grad pro Sekunde die Temperatur eines Kupferdrahtes von 1 mm Querschnitt bei einem Strom von 1 A unter Vernachlässigung der genannten Faktoren ansteigt.

Da der Füllfaktor $f$ hier 1 ist, haben wir:

$$\frac{\Delta \vartheta}{t} = \frac{\varrho \, S^2}{c}.$$

In unserem Fall ist der spezifische Widerstand, wenn wir Zimmertemperatur annehmen (siehe S. 50):

$$\varrho = 1{,}8 \times 10^{-6}\ \Omega \cdot \mathrm{cm} = 18 \times 10^{-6} \frac{\mathrm{V}}{\mathrm{A}} \cdot \mathrm{mm}.$$

Ferner ist die Stromdichte:

$$S = 1\ \mathrm{A/mm^2}$$

und die spezifische Wärme des Kupfers (siehe S. 59):

$$c = 3{,}4 \frac{\mathrm{J}}{\mathrm{cm^3 \cdot °C}} = 3{,}4 \times 10^{-3} \frac{\mathrm{V \cdot A \cdot s}}{\mathrm{mm^3 \cdot °C}},$$

und damit:

$$\frac{\Delta \vartheta}{t} = \frac{18 \times 1 \times 10^3}{10^6 \times 3{,}4} \frac{\mathrm{V \cdot mm \cdot A^2 \cdot mm^3 \cdot °C}}{\mathrm{A \cdot mm^4 \cdot V \cdot A \cdot s}} = 0{,}005\ \mathrm{°C/s}.$$

Bei dieser einfachen Berechnung darf jedoch nicht vergessen werden, daß der spezifische Widerstand des Kupfers bei Erwärmung zunimmt, wodurch der Temperaturanstieg progressiv verläuft.

## §8. Kennlinien einiger spezieller magnetischer Werkstoffe

Das Kennlinienfeld in Abb. 7, S. 15, war für alle gebräuchlichen Sorten warmgewalzten Siliziumeisenblechs anwendbar. Die in den folgenden Abbildungen gezeigten Kennlinien von kaltgewalztem Siliziumeisenblech mit magnetischer

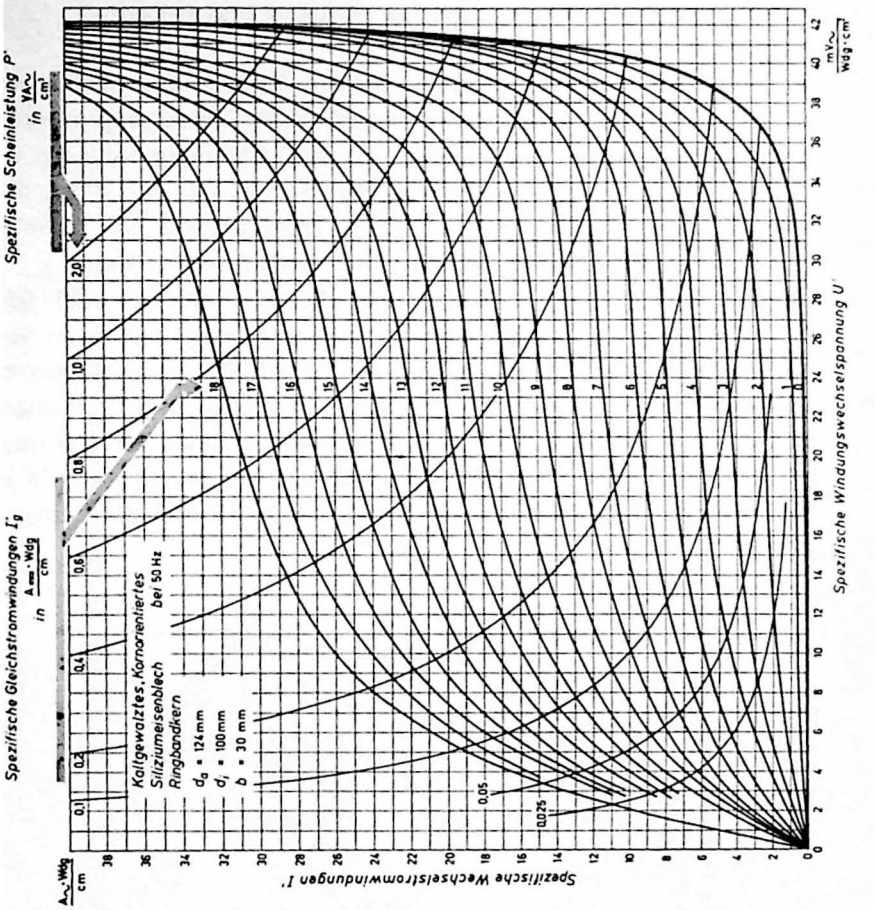



Abb. 27. Magnetische Kennlinien kaltgewalzten Siliziumeisenblechs mit magnetischer Vorzugsrichtung in der Walzrichtung mit Gleichstromvormagnetisierung bei 50 Hz. Die Messungen wurden an einem fertig gewickelten wärmebehandelten Ringbandkern ausgeführt.

Vorzugsrichtung in der Walzrichtung und von Ferroxcube sind dagegen nur als Beispiele anzusehen, die in erheblichem Maße vom Werkstoff, von einer eventuellen Wärmebehandlung und von der geometrischen Form des Kerns abhängig sein können.

Die Kennlinien der Abb. 27 für kaltgewalztes Siliziumeisenblech sind an einem geschlossenen Ringkern gemessen, der aus Band gewickelt ist. Der fertig gewickelte Kern wurde einer Wärmebehandlung unterworfen, um optimale magnetische Eigenschaften zu erreichen. Die Sättigung liegt bei etwa 38 mV/ (Wdg· cm²) bei 50 Hz.

Da die Kennlinien im Sättigungsgebiet scharfe Krümmungen aufweisen, kann ein Transduktor mit diesem Kernwerkstoff große Verzerrungen verursachen, die die Steuerung in Abhängigkeit von den anderen Impedanzen des Arbeitskreises durchgreifend beeinflussen können. Es liegt auf der Hand, daß man diese Kennlinienkrümmungen bewußt in Transduktoren für unstetige Wirkungsweise, wie etwa Schalten und Impulserzeugung benutzen kann.

Bei Anwendung von Doppel-C-Kernen aus diesem Werkstoff muß man Abb. 27 wegen des Auftretens von Luftspalten korrigieren; man kann versuchen, diese Luftspalte durch Schleifen der Stoßflächen zu verkleinern.

E-I-Kerne (siehe Abb. 12, S. 34) aus kaltgewalztem Siliziumeisenblech zeigen schlechtere magnetische Eigenschaften als Ringbandkerne, da ein Teil des magnetischen Weges quer zur Vorzugsrichtung des Blechs verläuft. In Abb. 28 ist beispielsweise die Kennlinie eines solchen Kerns gezeigt, bei dem die Sättigung

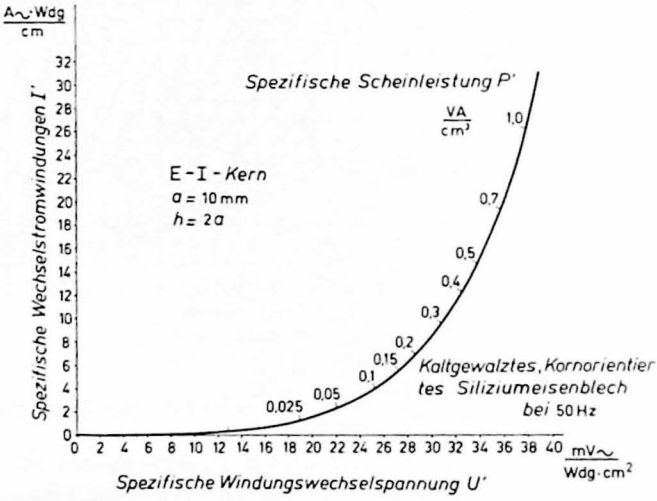



Abb. 28. Magnetische Kennlinie eines E-I-Kerns aus kaltgewalztem Siliziumeisenblech.

schon bei etwa demselben Wert wie bei gewöhnlichem Siliziumeisenblech auftritt. In bestimmten Fällen kann die Anwendung solcher Kerne ungeachtet der höheren Kosten des Werkstoffs doch vorteilhaft sein, da wegen der erheblich kleineren Eisenverluste des kaltgewalzten Blechs die betreffende Spule kleinere Abmessungen erhalten kann ; auch ist die „spezifische Impedanz" (siehe S. 69) dieses Werkstoffs bei kleinerer Spannungsbelastung größer als die des gewöhnlichen Siliziumeisenblechs.

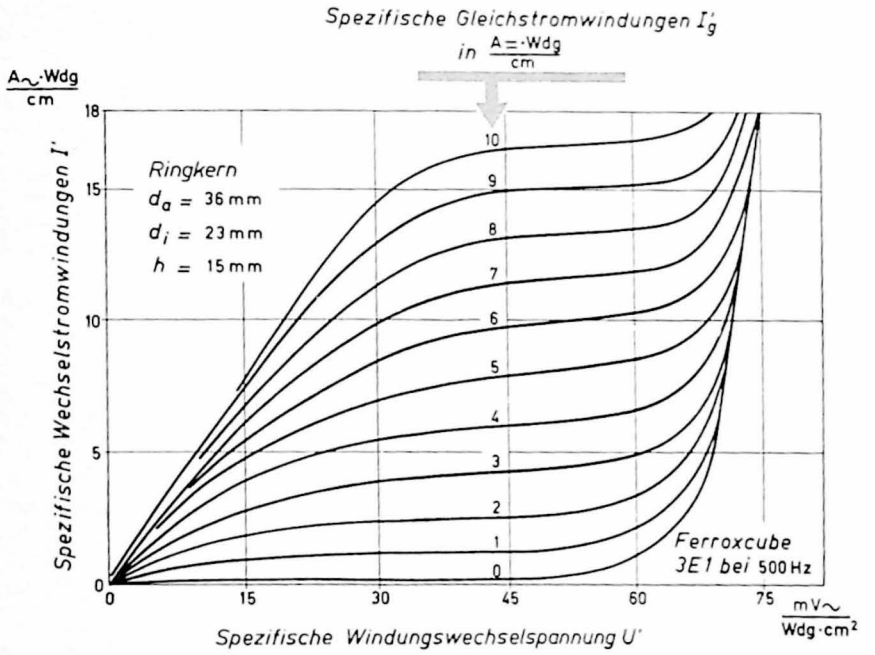



Abb. 29. Magnetische Kennlinien eines Ringkernes aus Ferroxcube 3 E1 mit Gleichstromvormagnetisierung bei 500 Hz.

Will man im Hinblick auf die Ummagnetisierungsverluste bei höheren Frequenzen Ferroxcube benutzen, so kann zur Auslegung bei einem bestimmten Ferroxcubetyp beispielsweise das Kennlinienfeld in Abb. 29 dienen. Man beachte jedoch, daß diese Kennlinienfeld 500 Hz aufgenomen sind.

# SACHVERZEICHNIS


Aluminium . . . . . 59
—, eloxiertes . . . . . 60
—, spezifischer Widerstand von . . . 51
Aluminiumband, eloxiertes . . . . . 66
*a* - Maß . . . . . 34, 61, 63, 64
Amperewindung (A·Wdg) . . . . . 5
Anzapfung . . . . . 73
—, Belastung der . . . . . 73
—, einstellbare . . . . . 73
Arbeitsbereich. . . . . 29, 30, 31, 32
—, brauchbarer . . . . . 26
—, erzielbarer. . . . . 32
Arbeitsbereiches, Hüllkurve des . . 29, 30
Arbeitskennlinie . . . . . .26, 27, 29
Arbeitspunkt . . . . . 6, 27, 29, 32, 33
Ausgleichsstrom . . . . . 37

$B_{max}$ . . . . . 67, 68
*B*-Änderung . . . . . 67, 68
*B-H*-Kurve . . . . . 13, 14
Baumwolle . . . . . 60
Beharrungszustand. . . . . 55
Belastbarkeit . . . . . 54
Belastung. . . . . 2, 4
—, Eisen-. . . . . 27
—, Fenster-. . . . . 27
—, induktive . . . . . 38, 39, 40
—, magnetische . . . . . 67
—, Material- . . . . . 3
—, ohmsche. . . . . 38, 41, 42
—, sekundäre . . . . . 13, 38
—, zulässige. . . . . 22
Belastungskennlinie . . . . . 2, 3
Betrieb, aussetzender . . . . . 56
Blechpaketes, Schachtelhöhe des . . . 20
Blechstärke . . . . . 14
Blindleistung . . . . . 2, 3, 22, 62
Brummen der Kernbleche . . . . . 16

Differentialquotient . . . . . 14
Differenzieren . . . . . 14
Dreieck, rechtwinkliges . . . . . 43
Drossel. . . . . 1, 2, 3, 22, 69 70 76

Effektivwert. . . . . 2, 16, 68
E-I-Blech . . . . . 33, 34, 61, 63, 64
Eine Windung
. . . .6, 7, 8, 9, 11, 12, 35, 46, 50, 51, 67
Einheitsabmessung. . . . . V, 8, 9, 12
Einheitsfrequenz. . . . . 11, 12
Einheitskreis . . . . . 68
Einheitslänge . . . . . 51
Einheitsquerschnitt. . . . . 51
Einheitsspule . . . . . 51, 52
Einheitswürfel. . . . . 50
Einphasen-Gleichrichter . . . . . 45
Einpassen
— einer Kennfläche . . . . . 29, 31
— einer Kennlinie . . . . . 27, 28
Eisen, Kennlinienkrümmung . . . . 36
—, magnetischer Widerstand . . . . 42
—, Nichtlinearität . . . . . 2, 36
—, Permeabilität. . . . . 42
—, Sättigung . . . . . 3, 36, 40, 75
Eisenbelastung. . . . . 65
—, Grenzwert der . . . . . 16
Eisenkern, magnetisches Verhalten . . 6, 7
Eisenkörper, regelnder . . . . . 74, 75
Eisenlänge . . . . . 34, 52
Eisenquerschnitt. . . . . 52
Eisenverluste . . . . . 63, 64
—, spezifische. . . . . 51, 53
Eisenverlustfaktor . . . . . 71
Eisenverlustfaktor, spezifischer
. . . . . 51, 53, 64, 71
Eisenverlustleistung . . . . . .51, 52, 62
—, spezifische. . . . . 51, 61
Eisenvolumen . . . . . 61
Eisenweg . . . . . 11
Einschalten . . . . . 55, 56, 78
Elektrischer Kreis . . . . . 47
Elektrisch-magnetische Analogie. . . 76
Emailledraht . . . . . 60
Ersatzschaltbild . . . . . 45, 51
Erwärmung . . . . . 32, 53, 56, 78
—, Eisen-. . . . . 16
—, Wicklungs- . . . . . 26
Experiment . . . . . 5, 14, 38, 42
—, Gedanken-. . . . . V

Feld, Krümmung des Randfeldes . . 77
—, magnetisches. . . . . 4
— in Luft, magnetisches . . . . . 11
Felddichte . . . . . 76
Feldgrößen . . . . . V
Feldlinien. . . . . 39, 40, 41
Feldlinienbild . . . . . 75
Feldrichtung . . . . . 14

Feldstärke, elektrische . . . . . 59
—, magnetische . . . . . 13
Feldverteilung . . . . . 38, 39, 40, 41, 43
—, homogene . . . . . 48
Fensterquerschnitt als Funktion der Eisenlänge . . . . . 33
Fensterstromdichte . . . . . 20, 33, 64
— für Gleichstrom . . . . . 33
Fensterstromwindungen . . . . . 20, 23
Fluß, magnetischer . . . . . 14
Frequenz . . . . . 1, 4, 5, 8, 68
—, Netz- . . . . . 1
—, Kreis- . . . . . 69
Füllfaktor 35, 49, 53, 56, 61, 63, 64, 66
Füllstoff . . . . . 60

Gauss (Gs) . . . . . 67
Gegenspannung . . . . . 47
Gegenstromwindungen . . . . . 47
Gegenwirkung sekundärer Stromwindungen . . . . . 39
Glasfaser . . . . . 60
Gleichrichter, Einphasen- . . . . . 45
Gleichspannung, induzierte . . . . . 67
Gleichstromänderung . . . . . 2
Gleichstromleistung . . . . . 27
Gleichstromvariation . . . . . 26
Gleichstrom-Vormagnetisierung . . . 45
Gleistromwindungen, spezifische 9, 14, 15
Glimmentladung . . . . . 59
Grenze, ideale . . . . . 18
Grenzwert . . . . . 17

Hysteresisschleife . . . . . 14

IEC . . . . . 61
Impedanz . . . . . 69, 71
—, primäre Leerlauf- . . . . . 72, 73
—, spezifische . . . . . 69, 70, 71
—, Streu- . . . . . 74
— von Luft, spezifische . . . . . 75
Impedanz-pro-Frequenz, spezifische . 70
Induktion . . . . . 13
—, magnetische . . . . . 67
Induktionsgesetz . . . . . 14
Induktionskonstante . . . . . 69, 70
Induktionsphänomen . . . . . 14
Induktivität . . . . . 3, 69
Integration . . . . . 14
Ionisation . . . . . 59
Isolation . . . . . 60
— der Bleche . . . . . 59
Isolationsdurchschlag . . . . . 59
Isolationspapier . . . . . 59, 60
Isolationsstoffe . . . . . 60, 66

Joch . . . . . 38, 40, 42, 44
— abstand . . . . . 76
— querschnitt . . . . . 76

Kapazität . . . . . 76
Kennfläche, reduzierte . . . 29, 30, 31, 32
Kennlinie . . . . . 29
—, reduzierte . . . . . 27, 28
Kern . . . . . 1
Kernblech, Form . . . . . 20, 23, 33
Kernlänge . . . . . 8
Kernquerschnitt . . . . . 8
Kernvolumen . . . . . 15, 33, 35
Kette, elektromagnetische . . . . . 3, 4
Kettenglied
—, elektrisches . . . . . 6, 16, 46
—, Länge . . . . . 18
—, magnetisches . . . . . 6, 46, 47
—, Querschnitt . . . . . 18
Klemmen
Klemmenspannung . . . . . 2, 71
Klemmenstrom . . . . . 71
Konvektion . . . . . 55, 58
Konvektionsfaktor . . . . . 55
Kraft . . . . . 13, 14
—, magnetische . . . . . 16
Kraftwerk . . . . . 3
Kurzschluß . . . . . 43
—, kurzzeitiger . . . . . 56
— für das Magnetfeld . . . . . 22
Kurzschlußmessung . . . . . 54
Kurzschluß der Sekundärwicklung . 38, 39
Kurzschlußstrom . . . . . 43, 44
Kurzschluß Stromwindungen . . . 43, 44
Kühlmethode . . . . . 53, 54
Kühlmittel . . . . . 55, 57
Kühlung . . . . . 66
Kühlung duch Fremdlüftung . . . . 59, 66
Kupfer . . . . . 59, 64, 78
Kupferdraht . . . . . 78
Kupfer, spezifische Wärme . . . . 59, 78
—, spezifischer Widerstand . . . . 51, 78

Lack . . . . . 60
Leerlauf . . . . . 43
Leerlaufmessung . . . . . 54
Leistung . . . . . 2, 3
—, pro Volumen . . . . . 53, 54
Leiter
—, elektrischer . . . . . 3
—, elektrische Beschreibung magnetischer . . . . . 4
—, magnetischer . . . . . 3, 4
Leiterbelastung . . . . . 16, 65
Leiterverluste . . . . . 63, 64
—, spezifische . . . . . 53
Leiterverlustleistung . . . . . 61, 62
—, spezifische . . . . . 49
Leitfähigkeit . . . . . 52
Leitwerk . . . . . 51, 52
—, Ersatz- . . . . . 52
Luft
—, allgemeine Magnetisierungslinie der 12
—, als magnetisches Material . . . . 22

Luft, magnetisches Verhalten der . . 2
—, Magnetisierungslinie der. . . . . 12
—, spezifische Impedanz pro Frequenz für . . . . . 70
Luftblasen . . . . . 59
Luftkanäle . . . . . 59
Luftlänge, effektive. . . . . 76, 77
Luftquerschnitt, effektiver. . . . . 76
Luftraum. . . . . 38, 42
Luftspalt . . . . 1, 2, 4, 11, 22, 23, 25, 40
Luftspaltlänge. . . . . 23
Luftweg . . . . . 11, 38, 39
Luftwindungsspannung. . . . . 41, 42

Magnetfeld . . . . . 1, 2
—, Abmessungen . . . . . 1
—, Nebenschluß . . . . . 73
magnetischer Kreis. . . . . .2, 47
magnetische Spannung . . . 40, 41, 44, 47
magnetischer Weg, geschlossener. . . 22
magnetischer Widerstand . . . .47, 48, 75
magnetischer Widerstand des Eisenkernes. . . . . 39
magnetischer Widerstand des Luftweges. . . . . 39, 40, 43, 75
magnetischer Widerstand des sekundären Schenkels . . . . . 44
magnetischer Widerstand, spezifischer 48
Magnetisierung, Richtung der . . . . 10
Magnetisierungsstrom . . . . . 1, 13, 22
Magnetisierungsstrom, Verzerrung . . 16
Magnetismus . . . . . 13, 14
Masse . . . . . 17, 18, 20
—, Minimum . . . . . 17, 20
—, spezifische . . . . . 20
Maßsystem . . . . . 70
Material
—, aktives . . . . . 55
—, passives . . . . . 55, 60
Materialeigenschaften, magnetische. . 13
Mathematik, höhere . . . . . V
Meßgerät mit Gleichrichterzellen. . . 16
Minimum. . . . . 17
Minimum Masse von Aluminium, Eisen, Isolationsmaterial, Kupfer. . 20
Minimum Masse bei Aluminiumwicklungen . . . . . 21
Minimum Masse bei Kupferwicklungen . . . . . 21
Minimumregel. . . . . 18, 63
Momentanwert . . . . . 67

Nebeneffekte beim Transformator . 19, 45
Netz . . . . . .1, 13
Netzspannung. . . . . 19
Netzwerk. . . . . 47
Nichtlinearität. . . . . 2, 3
Nulldurchgang . . . . . 67
Nutzleistung . . . . . 53, 62, 64, 66

Oberfläche, kühlende . 49, 53, 58, 61, 66
Oberwellen . . . . . 16
Oburger, W. . . . . 60
Ohmscher Spannungsabfall . . . . . 19
Ohmsche Verluste . . . . . 13
Öl . . . . . 55
—, Transformator-. . . . . 57, 59, 60
Ölkasten . . . . . 58, 59
Oxydschicht. . . . . 60

Pakethöhe . . . . . 21 33, 35, 36
Parallelleitwert . . . . . 70, 71
Parallelschaltung
—, von Primärwicklungen . . . . . 73
—, von Wechselstromwicklungen . 36, 37
Parallelweg, magnetischer. . . . . 3
Periode. . . . . 68
Permeabilität, relative . . . . . 69
Phase . . . . . 2
— der magnetischen Spannung . . . 42
Phasenverschiebung . . . . . 40, 41, 42
Phasenwinkel . . . . . 1
Polyesterharz . . . . . 59
Preis . . . . . 17, 18
Preis, Minimum-. . . . . 17, 21
Primärfeld, Verteilung . 38, 39, 40, 41, 43
Primärleistung. . . . . 65
Produkt
— Eisenquerschnitt mal Eisenlänge . 69
— Kernquerschnitt mal Fensterquerschnitt . . . . . .17, 20, 23
— spezifische Windungsspannung mal spezifische Stromwindung . . . 69
— Strom- mal Spannungsverhältnis . 32
— Windungsspannung mal Stromwindungen . . . . . 17, 23

Querschnittsprodukt . . . . 16, 17, 20, 33
Quotient Eisenquerschnitt durch Eisenlänge . . . . . 69
— spezifische Windungsspannung durch spezifische Stromwindungen . 69

Regeltransformator . . . . . 73
Regeln des magnetischen Parallelweges . . . . . 3
Regelung
durch Eisenkernstück . 2, 39, 44, 74, 75
Richtung des Gleichfeldes quer zum Wechselfeld. . . . . 37
Ringspule. . . . . 12

Sättigung. . . . . 3, 36, 40, 74
Scheinleistung
. . . 1, 2, 3, 6, 7, 16, 17, 22, 23, 32, 33
— pro Volumen und pro Frequenz. . 12
—, spezifische . . . . . 9, 12, 32
Scheitelwert. . . . . 67
Schenkel . . . . . 73
—, Außen- . . . . . 77

—, Mittel- . . . . . 77
Seide, Natur- . . . . . 60
Sekundärspannung. . . . . 19
Selbstkühlung, natürliche . . . . . 59, 61
Serienschaltung . . . . . 2, 5, 25
— der Wechselstromwicklungen. . 35, 37
Serienwiderstand. . . . . 70, 71
Siliziumeisenblech . . . . 4, 10, 13, 14, 59
—, Verlustwert . . . . . 13, 14, 51
Sinusfunktion . . . . . 14
Spannung, effektive . . . . . 68
Spannungsabfall. . . . . 47
—, ohmscher . . . . . 19
—, primärer. . . . . 74
Spannungsdiagram. . . . . 43
Spannungserzeugung . . . . . 5
Spannungsverhältnis . . . . . 29, 30
Spule. . . . . 1
—, verlustfreie. . . . . 70, 71
Steuerfähigkeit . . . . . 2
Steuerfaktor . . . . . 26
Steuergleichstrom . . . . . 26
—, Fensterstromdichte . . . . . 33
Steuerspannung, maximale . . . . . 35
Steuerstrom. . . . . 2, 32
—, maximaler. . . . . 35
Steuerwicklung . . . . . 25, 35
Steuerwirkung . . . . . 26
Steuerzustand . . . . . 27, 30
Steuerung, Linearität . . . . . 30
—, maximale . . . . . 28, 30, 32
Steuerung
—, nichtlineare . . . . . 27
—, Spannungs- . . . . . 28, 32
—, Strom- . . . . . 28, 32
Strahlung. . . . . 55
Streufeld-Transformator . 1, 3, 38, 74, 75
—, Kennlinienbeeinflussung. . . . . 44
Streuinduktivität. . . . . 45
Streuung . . . . . 13, 19, 38, 72, 73
Strom-Spannungs-Diagram . . . . 26, 29
Strom-Spannungs-Kennlinie. . 4, 5, 6, 42
Strom-Spannungs-Kennlinie für Luftspulen . . . . . 11, 12
—, reduzierte . . . . . 7
Strom-Spannungs-Kombination . . . 30
Strom-Spannungs-Phänomen . . . 4, 13
Strom-Spannungs-Produkt . . . . 3, 19
Strom-Spannungs-Verhältnis . . . . 2, 3
Stromstoß, Einschalt- . . . . . 16
Stromdichte. . . . . 78
—, Fenster-. . . . . 16, 49, 50, 54
—, maximal zulässige Fenster- . . . . 16
Stromverhältnis . . . . . 29, 30
Stromwindungen. . . . . 5, 6, 11, 47
—, Eisen-. . . . . 40
—, Fenster-. . . . . 19
— für Luft, spezifische . . . . . 23
—, Leerlauf- . . . . . 40
—, primäre . . . . . 19
Stromwindungen pro Eisenlänge . 8, 11, 22
— pro Luftlänge . . . . . 22
—, sekundäre . . . . . 19
—, spezifische . . . . . 5, 7, 8
Summe, geometrische vektorielle 41, 42, 47
— der Spannungen . . . . . 47
— der Ströme . . . . . 47
— der Stromwindungen . . . . . 47
— der Windungsspannungen . . . . 47

Temperatur . . . . . 50, 53
Temperaturabfall . . . . . 57, 58
Temperaturabhängigkeit der magnetischen Eigenschaften. . . . . 60
— der Verluste . . . . . 60
— des Widerstandes. . . . . 50
Temperaturanstieg . . . . . 53, 60, 78
Temperaturausgleich . . . . . 57
Temperatur, Betriebs- . . . . . 53
Temperaturdifferenz . . . . . 57
Temperatur, End- . . . . . 55
Temperaturerhöhung . . . . . 49
Temperaturgefälle . . . . . 57
Temperatur, Grenz- . . . . . 60, 61
Temperaturkoeffizient . . . . . 50, 51
Temperatursprung . . . . . 58
Temperatur, Umgebungs- . . . . . 58
Temperaturunterschied . . . . . 58
Tesla (T) . . . . . 67, 68, 69
Tränken . . . . . 59
Transduktor . . . 1, 2, 3, 8, 9, 11, 25, 45
Transformation bei elektrischer Beschreibung des Magnetismus . 46, 47, 52
Transformator . . . . . 1, 2, 19, 38, 45
—, idealer . . . . . 45
—, kleiner . . . . . 65
—, Nebeneffekte beim . . . . . 19, 45
—, Streufeld- . . . . . 1, 2, 3, 38
—, üblicher . . . . . 38
Transformatorblech . . . . . 8

Überbrückung des Luftweges durch Eisen. . . . . 2, 39, 44, 74, 75
Überbelastung des Eisens . . . . . 22
Übersetzungsverhältnis . . . . . 1

VDE. . . . . 61
Vektordiagram . . . . . 43, 70, 71
Verbraucher. . . . . 1, 3
Vergießen. . . . . 59
Vergußmasse . . . . . 59, 60
Verhältnis vom Kernquerschnitt zum Fensterquerschnitt . . . . . 17
— vom Steuergleichstrom zum Gebrauchswechselstrom. . . . . 30
Verluste, bezogene . . . . . 54
—, Eisen-. . . . . 49, 54, 70
—, Leiter- . . . . . 49, 54, 70
—, spezifische . . . . . 55
—, spezifische Eisen- . . . . . 51

Verluste, spezifische Leiter- . . . . . 49
Verlustleistung . . . 49, 51, 53, 55, 62, 64
—, pro Volumen. . . . . 53, 55
—, örtliche . . . . . 35
Verlustprozentsatz . . . . . 53
Verlustwert . . . . . 13
Verlustwinkel . . . . . 70, 71
Verlustzahl . . . . . 62, 63, 64, 66
Verlustziffer. . . . . 14
Verteilung von Spannung und Strom
über Querschnitt und Länge . . . 46, 52
Verzerrungen . . . . . .36, 37, 72, 74, 75
—, bei der Drossel . . . . . 36
Verzerrungen beim Transduktor . . . 36
— beim Transformator. . . . . 36
Verzweigung . . . . . 47
Voltampere (VA) . . . . . 2
—, réactif (var) . . . . . 2
Volt-pro-Windung (V/Wdg) . . . . . 5
V/(Wdg·cm²) . . . . . 8
V/(Wdg·cm²·Hz). . . . . 9, 15
Volumen . . . . . 17, 18
Volumenelement. . . . . 57
Volumen, Kern- . . . . . 20, 32
—, Luft- . . . . . 22
—, Minimum . . . . . 17, 20, 23
—, verlusterzeugendes . . . . . 66
—, Wicklungs- . . . . . 20
Vormagnetisierung. . . . .4, 9, 11, 16, 32
—, Eisen-. . . . . 2, 25
—, Gleichstrom-. . . . . 45
—, Luft- . . . . . 2, 25

Wärme. . . . . 58
—, spezifische . . . . . 55, 56, 57, 59
—, Verlust- . . . . . 49
Wärmeabgabe.. . . . . 55, 58, 59, 66
Wärmeausbreitung. . . . . 57
Wärmeempfindlichkeit . . . . . 60
Wärmeentwicklung. . . . . 22, 49
Wärmeerzeugung . . . . . 58
Wärmefestigkeit . . . . . 60
Wärmeimpuls . . . . . 56
Wärmekapazität. . . . . 55, 57, 66
Wärmeleitfähigkeit. . . . . 55, 57, 59, 66
—, spezifische . . . . . 55, 57, 59
Wärmeleitung . . . . . 55, 56, 58
Wärmestrom . . . . . 57
Wärmetechnische Berechnung . . . 49, 65
Wärmeübergangszahl. . . . . 58, 61
Wärmewelle. . . . . 55, 56, 57
Watt (W). . . . . 2
Wdg² . . . . . 48
Wechselfeld, magnetisches . . . . . 5, 9
Wechselfeldleistung . . . . . 2
—, Übertragung von . . . . . 4
Wechelspannung. . . . . 1, 4, 14, 16
Wechselstrom . . . . . 1, 4, 14, 16
Wechselstromwindungen,
spezifische . . . . . 10, 14, 15
Wickelkörper . . . . . 21, 36
Wickelkosten . . . . . 21
Wicklung. . . . . 1
—, Aufhebung induzierter Wechsel-
spannungen in der Gleichstrom- . . 25
—, Gleichstrom-. . . . . 9, 25
—, Primär- . . . . . 1, 2, 19, 38
—, Sekundär . . . . . 1, 2, 19, 38
—, Steuer- . . . . . 2
—, ungetränkte . . . . . 20
—, Wechselstrom- . . . . . 2, 25
Wicklungslagen . . . . . 59
Wicklungsvolumen. . . . . 61
Wicklungswiderstand. . . . . 73
Widerstand . . . . . 2, 6, 16, 18, 49, 50
— von Aluminium, spezifischer . . . 51
— von Kupfer, spezifischer . . 51, 64, 78
—, spezifischer . . . . . 49, 50, 71
Widerstandsbelastung . . . . . 43
Windungsgleichspannung . . . . . 35
Windungsspannung . . . . . 5, 6, 20, 64
—, effektive. . . . . 5
—, maximal zulässige spezifische . . . 16
— pro Frequenz . . . . . 14
— pro Frequenz, spezifische 9, 67, 68, 70
— pro Kernquerschnitt . . . . . 8
—, spezifische. . . . . 5, 7, 8, 10, 20, 68
Windungsverhältnis . . . . . 3
Windungswechselspannung,
spezifische . . . . . 14, 15
Windungszahl . . . . . 1, 4, 5, 23, 33, 73
— der Steuerwicklung. . . . . 35
— der Wechselstromwicklung. . . . 35
Wirkleistung . . . . . 2
Wirkungsgrad
. . . . . 18, 49, 53, 60, 62, 63, 64, 65, 66

Zeitkurve des Magnetisierungs-
stromes. . . . . 36
Zustand, Beharrungs- . . . . . 56, 57
—, stationärer. . . . . 55

Ω·cm . . . . . 49, 50
Ω·cm/Wdg² . . . . . 49, 50

# FERRITE

**Die physikalischen Eigenschaften von ferrimagnetischen Oxyden unter besonderer Berücksichtigung ihrer technischen Anwendungen**

Prof. Dr. J. SMIT und
Prof. Dr. H. P. J. WIJN

*422 Seiten, 15½ x 23½ cm, 244 Abb.*

In den letzten Jahren wurde die Erforschung der Ferrite, das sind ferromagnetische Oxyde mit Eisenoxyd als wichtigstem Bestandteil, besonders vorangetrieben. Dies führte zu vielen interessanten und wesentlichen neuen Anwendungen von bis vor kurzem unbekannten magnetischen Werkstoffen in elektronischen Schaltungen. Aufgrund dieser Forschungstätigkeit werden heute zahlreiche Eigenschaften der Ferrite besser verstanden als entsprechende Eigenschaften der metallischen Ferromagnetika.

In diesem Buch werden die für die praktische Anwendung wichtigen Eigenschaften von gesinterten Ferritproben erörtert und nach Möglichkeit in Beziehung gesetzt zu der chemischen Zusammensetzung und Kristallstruktur der verschiedenen Stoffe. Die Autoren behandeln zahlreiche aktuelle theoretische Probleme im Zusammenhang mit verschiedenen Magnetisierungsvorgängen. Der Gegenstand wird in einer leicht verständlichen Weise behandelt und es werden mehr einfache physikalische Modelle als ausführliche mathematische Ableitungen benutzt.

PHILIPS
TECHNISCHE BIBLIOTHEK

Karlheinz Tröndle / Reinhold Weiß

# Einführung in die Puls-Code-Modulation

## Grundlagen und Anwendung

Einführung in die Nachrichtentechnik
R. OLDENBOURG MÜNCHEN WIEN

**Einführung in die Nachrichtentechnik**

Herausgeber: **Alfons Gottwald**

*Unserem verehrten Lehrer*
*Herrn Professor Dr.-Ing.*

**Hans Marko**

*gewidmet.*

# Einführung in die Puls-Code-Modulation

## Grundlagen und Anwendung

von Dr.-Ing. **Karlheinz Tröndle,**
Akademischer Rat

und Dr.-Ing. **Reinold Weiß,**
wiss. Assistent am Institut für Nachrichtentechnik
der Technischen Universität München

Mit 63 Bildern und 3 Tabellen

R. Oldenbourg Verlag München Wien 1974

© 1974 R. Oldenbourg Verlag GmbH, München

Das Werk ist urheberrechtlich geschützt. Die dadurch begründeten Rechte, insbesondere die der Übersetzung, des Nachdrucks, der Funksendung, der Wiedergabe auf photomechanischem oder ähnlichem Wege sowie der Speicherung und Auswertung in Datenverarbeitungsanlagen, bleiben, auch bei nur auszugsweiser Verwertung, vorbehalten. Werden mit schriftlicher Einwilligung des Verlags einzelne Vervielfältigungsstücke für gewerbliche Zwecke hergestellt, ist an den Verlag die nach § 54 Abs. 2 UG zu zahlende Vergütung zu entrichten, über deren Höhe der Verlag Auskunft gibt.

ISBN 3-486-39601-3

*Inhalt*


Geleitwort . . . . . 9

Vorwort . . . . . 11

1. **Theorie der Pulscodemodulation** . . . . . 13

1.1 Einleitung . . . . . 13
1.1.1 Einteilung der Signale . . . . . 13
1.1.2 Nachrichtenübertragungssysteme . . . . . 16

1.2 Abtastung und Bandbegrenzung . . . . . 18
1.2.1 Bandbegrenzung . . . . . 18
1.2.2 Abtastung . . . . . 19
1.2.3 Direkte Anwendung des Abtasttheorems zur analogen Übertragung zeitdiskreter Abtastwerte . . . . . 26

1.3 Quantisierung und Amplitudenbegrenzung . . . . . 30
1.3.1 Amplitudenbegrenzung . . . . . 31
1.3.2 Quantisierung . . . . . 33
1.3.3 Berechnung des Quantisierungsfehlers . . . . . 33

1.4 Kompandierung (Kompression und Expansion) . . . . 38

1.5 Codierung . . . . . 46

1.6 Signalumsetzung (Modulation) . . . . . 52

1.7 Übertragungskanal . . . . . 56
1.7.1 Signalregeneration und Regenerativverstärker . . . 56
1.7.2 Störungen und Störabstand . . . . . 63
1.7.3 Störungen durch weißes Rauschen . . . . . 69

1.8 Decodierung, Synchronisierung und Signalrückgewinnung . . . . . 72

1.9 Übertragungsqualität . . . . . 77

1.10 Zeitmultiplexverfahren . . . . . 80

1.11 Informations- und systemtheoretische Erörterung der PCM. . . . . 86
1.11.1 Nachrichtenmenge . . . . . 86
1.11.2 Banderweiterungsfaktor . . . . . 91
1.11.3 Informationsfluß (Signalfluß) . . . . . 91

1.12 PCM im Vergleich zu anderen Modulationsverfahren . . . . . 98
1.12.1 Einteilung der Modulationsverfahren . . . . . 98
1.12.2 Störminderung . . . . . 99
1.12.3 Verzerrungen . . . . . 101
1.12.4 Bündelung und Flexibilität . . . . . 103
1.12.5 Zusammenfassung . . . . . 104

2. **Technik der Pulscodemodulation** . . . . . 105

2.1 Technik der Abtastung . . . . . 106

2.2 Technik der Codierung . . . . . 110
2.2.1 Codes . . . . . 110
2.2.2 Technischer Aufbau von Codierern . . . . . 111
2.2.2.1 Der Zählcodierer . . . . . 111
2.2.2.2 Der nichtlineare Wägecodierer (Bewertungscodierer) . . . . . 115
2.2.2.3 Codierung mit der "Codierröhre" . . . . . 123

2.3 Der Übertragungskanal . . . . . 125
2.3.1 Übertragungsmedien und Signalumsetzer . . . . . 126
2.3.2 Technische Lösungen der Basisbandregeneration . 130
2.3.2.1 Empfangsfilter, Gleichstromwiedergewinnung . . . 131
2.3.2.2 Amplituden- und Zeitregenerator . . . . . 140
2.3.2.3 Aufbau eines PCM-Basisband-Regenerativverstärkers . . . . . 144

2.4 Technik der Decodierung, Aufbau von Decodierern . . . . . 149
2.4.1 Der Zähldecodierer . . . . . 149
2.4.2 Der Decodierer nach Shannon . . . . . 150
2.4.3 Der nichtlineare Bewertungscodierer . . . . . 153
2.5 Technik der Signalrückgewinnung . . . . . 155
2.6 Zeitmultiplextechnik . . . . . 157

Literatur . . . . . 160
Symbolverzeichnis . . . . . 164
Sachregister . . . . . 170

## *Geleitwort*

Die Pulscodemodulation (Kurzzeichen: PCM) wurde von Reeves bereits im Jahre 1939 erfunden (franz. Patent 852 183). Sie hat ihre weitreichende Bedeutung aber erst in den 60er Jahren erlangt.

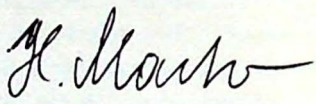
Dies lag daran, daß erst mit der Entwicklung elektronischer Rechenanlagen digitale Halbleiter-Bauelemente sowie integrierte Baugruppen verfügbar wurden, die eine wirtschaftliche Realisierung der relativ komplexen Schaltungen von Coder, Decoder und Regenerativverstärker ermöglichten. Seitdem befindet sich die digitale Übertragungstechnik und insbesondere die Pulscodemodulation in stetem Vordringen. Sie ersetzt heute bereits in vielen Anwendungsfällen die analoge Übertragungstechnik, wie z. B. die Trägerfrequenztechnik. Für den europäischen Bereich wurde vom CCITT (Comité Consultatif International Télégraphique et Téléphonique) 1968 das PCM-Grundsystem mit 30 Kanälen und einer Übertragungsrate von 2,048 Mbit/s standardisiert. Damit wurde der Beginn einer Entwicklung eingeleitei, die, ähnlich wie seinerzeit die Trägerfrequenztechnik, zu immer höheren Kanalkonzentrationen (Hierarchiestufen) führen wird. Bereits heute existieren Versuchssysteme von einigen hundert Mbit/s Übertragungsgeschwindigkeit, die zeigen, daß eine wirtschaftliche Realisierung digitaler Weitverkehrssysteme möglich ist. Das Endziel ist das voll digitale Netz, bei dem im Zeitmultiplexverfahren sowohl übertragen als auch vermittelt wird. Hierbei können verschiedene Nachrichtenarten wie Sprache, Bildinformation und Daten in einfacher Weise kombiniert und gemeinsam behandelt werden. Bis dahin ist noch ein langer Weg. Jedoch zeigt das Beispiel von Japan, wo die digitale Übertragungstechnik schon sehr weit entwickelt ist und die Zahl der jährlich produzierten digitalen Kanäle

bereits die der analogen zu übersteigen beginnt, welch wirtschaftliche Bedeutung dieser neuen Technik zukommt.

Es ist daher notwendig, daß in den technischen Schulen, den Fachhochschulen und den technischen Universitäten die Pulscodemodulation in den normalen Lehrstoff für Nachrichtentechniker mit eingebaut wird. Eine Einführung in dieses Gebiet zu vermitteln ist der Zweck dieses Buches. Im ersten Teil werden die theoretischen Grundlagen behandelt, und es werden die wichtigsten Systemparameter wie Bandbreite und Störabstand diskutiert. Hierbei werden vereinfachende Annahmen gemacht und komplizierte Rechnungen vermieden.

Der zweite Teil bringt die Prinzipschaltungen und deren wichtigste Varianten für Abtastung, Codierung, Decodierung und Übertragung. Hierbei führt die Darstellung auf eine Realisierung mit modernen Halbleiterbausteinen hin. Beide Teile vermitteln einen gut fundierten und auf dem heutigen Stand der Technik basierenden Überblick über das Gebiet.

So wird dieses Buch für jeden, der die Pulscodemodulation nach Theorie und Praxis kennenlernen will, ein wertvoller Wegweiser sein.



München, den 27. 5. 1974 (Prof. Dr. -Ing. H. Marko)

## *Vorwort*

Modulationsverfahren spielen in der Nachrichtentechnik eine bedeutsame Rolle, da sie überall dort angewendet werden, wo die Signale der Nachrichtenquelle nicht direkt übertragen werden können. Es ist deshalb ihre Aufgabe, die Signale gleicher oder verschiedener Nachrichtenquellen so umzuformen, daß sie bei niedrigem Störeinfluß und geringem Aufwand gemeinsam über einen Nachrichtenkanal übertragen werden können.

Der planende Ingenieur steht dabei vor dem Problem, zwischen den sich z.T. widersprechenden Forderungen und den vielen verschiedenen Realisierungsmöglichkeiten einen Kompromiß zu finden, der für seine spezielle Aufgabenstellung optimal ist.

Die Pulscodemodulation - mit ihren vielen verschiedenen Anwendungsmöglichkeiten - ist eine der prinzipiellen Methoden zur Lösung dieser Aufgaben.

Dieses Buch soll deshalb den Ingenieur der Nachrichtentechnik mit ihren Methoden, Eigenschaften und technischen Realisierungsformen bekannt machen und behandelt dazu in zwei Kapiteln ihre Theorie und praktische Realisierung.

Kapitel 1 ist absichtlich von mathematischem Aufwand freigehalten und soll den Leser möglichst anschaulich mit den der PCM zugrundeliegenden theoretischen Prinzipien vertraut machen. Die Behandlung des Systems folgt dabei dem Signalfluß von der Quelle bis zur Senke, wobei jeder charakteristischen und abgegrenzten

Funktionseinheit auf der Sendeseite ein getrennter Abschnitt gewidmet wurde (siehe Abschnitt 1.2 bis 1.7 und Blockschaltbild 2b). Da sich die prinzipiellen Signalumwandlungen der Sendeseite auf der Empfangsseite in umgekehrter Richtung noch einmal wiederholen, wurden im Abschnitt 1.8: Decodierung, Synchronisierung und Signalrückgewinnung nur die Besonderheiten des PCM-Empfängers zusammengefaßt. In den Abschnitten 1.9: Übertragungsqualität; 1.10: Zeitmultiplexverfahren; 1.11: Informations- und systemtheoretische Erörterung der PCM und 1.12: PCM im Vergleich zu anderen Modulationsverfahren wird das System jeweils als Ganzes behandelt.

Kapitel 2 zeigt - ebenfalls dem Signalfluß folgend - einige grundsätzliche Verfahren zur Realisierung eines PCM-Systems. Aus der großen Zahl von möglichen Realisierungsformen wurden vereinfachte Beispiele ausgewählt, die entweder von besonderem didaktischem Wert oder technisch besonders aktuell sind.

Bei der gebotenen Kürze der Darstellung wurde versucht, einen großen Teil der Information in Form von Abbildungen zu vermitteln; so wird beispielsweise die Wirkungsweise der komplexeren Schaltungen anhand detaillierter Signalfunktionen erläutert.

Karlheinz Tröndle
Reinhold Weiß

# 1. Theorie der Pulscodemodulation

## 1.1 *Einleitung*

Eine wichtige Aufgabe der Nachrichtentechnik ist die Übertragung von Signalen von einem Sende- zu einem Empfangsort. Ein Signal oder eine Signalfunktion ist die Darstellung einer Nachricht durch eine oder mehrere physikalische Größen. Eine besonders wichtige Gruppe von Signalen, mit deren Übertragung sich dieses Buch beschäftigt, sind die Zeitfunktionen. Für die Übertragung solcher Signale - insbesondere über größere Entfernungen - werden fast ausschließlich elektrische Signale, wie Spannungen u(t), Ströme i(t) oder Feldstärken, verwendet. Sind die ursprünglichen Signale nichtelektrischer Art, werden sie in elektrische Signale oder Zeitfunktionen umgewandelt.

### 1.1.1 Einteilung der Signale

Die Signale können sowohl bezüglich ihres Wertes, z.B. der Amplitude, als auch bezüglich der Zeit kontinuierlich oder diskret sein. Dementsprechend gibt es vier grundsätzlich verschiedene Signalarten oder Signalfunktionen (siehe Bild 1).

Amplitudenkontinuierliche - zeitkontinuierliche Signale

Die Signale dieser Gruppe haben einen kontinuierlichen Amplitudenverlauf (Bild 1). Die Signalfunktion u(t) kann zu beliebigen Zeiten

beliebige Amplitudenwerte annehmen. Man bezeichnet diese Signalfunktionen auch als Analogsignale. Ein Beispiel für ein Analogsignal aus der Übertragungstechnik ist die Amplitudenmodulation (AM), bei der die Amplitude einer Trägerschwingung mit einem niederfrequenten Signal moduliert wird (gestrichelte Hüllkurve in Bild 1).

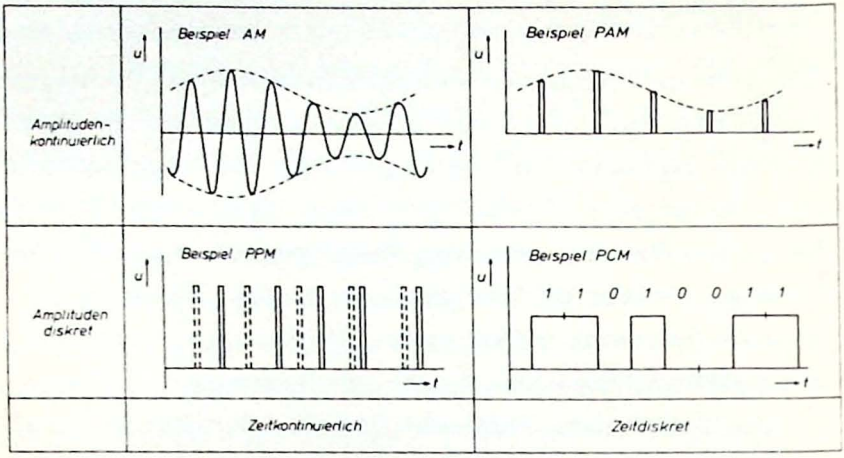



Bild 1: Klassifizierung von Signalen, dargestellt am Beispiel der Amplitudenmodulation AM, der Pulsamplitudenmodulation PAM, der Pulsphasenmodulation PPM, und der Pulscodemodulation PCM

## Amplitudenkontinuierliche - zeitdiskrete Signale

Bei einem zeitdiskreten Signal ändert sich die Amplitude nur zu bestimmten Zeitpunkten. Die Signalfunktion u(t) nimmt zwar beliebige Werte an, bleibt jedoch zwischen zwei Sprungstellen konstant.

Ein in der Übertragungstechnik auftretendes Signal dieser Art ist das in Bild 1 gezeigte pulsamplitudenmodulierte Signal (PAM). Es entsteht, wenn man einem Analogsignal (gestrichelte Hüllkurve) in bestimmten Abständen Amplitudenproben entnimmt.

Amplitudendiskrete - zeitkontinuierliche Signale

Die Amplitude eines solchen Signals kann nur diskrete Werte, d.h. eine bestimmte Zahl von Stufen annehmen. Die Zeitpunkte, zu denen sich die Amplitude ändert, sind dagegen beliebig.

Ein Beispiel aus der Übertragungstechnik stellt die Pulsphasenmodulation (PPM) dar. Bei diesem Verfahren wird die Amplitude eines Analogsignals durch die zeitliche Lage (Phase) eines amplitudendiskreten Signals bezüglich einer Referenzphase dargestellt. Die Referenzphase ist in Bild 1 gestrichelt eingezeichnet.

Amplitudendiskrete - zeitdiskrete Signale

Diese Art von Signalen nennt man digitale Signale. Ihre Amplitude ändert sich nur zu bestimmten Zeitpunkten und kann nur eine bestimmte Zahl von Stufen oder Werten annehmen.

Signale, die nur zwei verschiedene Amplitudenwerte annehmen, bezeichnet man als Binärsignale, dreistufige als Ternärsignale, vierstufige als Quaternärsignale usw.

Digitale Signale kommen z.B. bei der Pulscodemodulation (PCM) vor oder treten als Ausgangssignale von Rechenanlagen und als Telegraphiesignale auf (siehe Bild 1).

Ein zeitdiskretes, periodisches Signal mit konstanter Amplitude bezeichnet man - in Anlehnung an den menschlichen Puls - als (unmodulierten) Puls. Im Gegensatz dazu ist ein Impuls ein einmaliges zeitdiskretes Signal, dessen Amplitude nur für beschränkte Zeit merklich von Null abweicht.

### 1.1.2 Nachrichtenübertragungssysteme

Die Aufgabe eines Übertragungssystems besteht darin, Signale möglichst originalgetreu zu übertragen. Veränderungen der Signale auf dem Übertragungsweg charakterisiert man durch die Übertragungsverzerrungen und Störungen, die zwangsläufig auf jedem Übertragungskanal auftreten.

Ein Modell eines Nachrichtenübertragungssystems mit den wichtigsten Funktionseinheiten zeigt Bild 2a.

Nachrichtenquellen sind z. B. der Mensch, Datenverarbeitungsanlagen oder Meßgeräte. In vielen Fällen sind die Signale dieser Quellen nichtelektrischer Art, wie z. B. Druckschwankungen der Luft oder der Schwärzungsgrad eines Films. Vor der Übertragung werden solche Signale deshalb durch einen Signalwandler in elektrische Nachrichtensignale $u_N$ umgewandelt.

Die Aufgabe des Senders besteht dann darin, diese elektrischen Signale so umzuformen, daß sie möglichst ohne Verfälschung über den Übertragungskanal gelangen, d. h. er muß die Signale an den jeweiligen Übertragungskanal anpassen. Der Empfänger soll anschließend das zum Teil gestörte Empfangssignal möglichst fehlerfrei wieder in das ursprüngliche "Nachrichtensignal" zurückwandeln. Der Signalrückwandler schließlich hat die Aufgabe, das elektrische Nachrichtensignal in die Form umzuwandeln, die der Empfänger der Nachricht (Nachrichtensenke) wünscht.

Nach Art der Ausbildung von Sender, Empfänger und Übertragungskanal unterscheidet man die einzelnen Übertragungsverfahren. Die Pulscodemodulation ist eine von vielen Methoden für die Übertragung von Analogsignalen. Sie beruht auf der modulierten Übertragung der Analogsignale in Form von codierten, digitalen Impulsen.

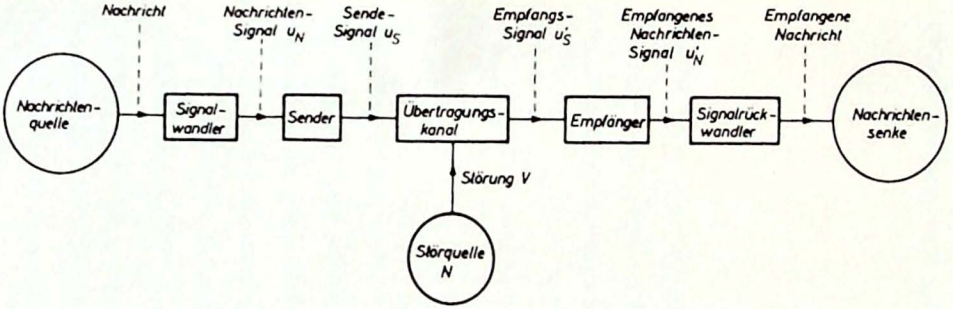



Bild 2a: Grundsätzlicher Aufbau eines Nachrichtenübertragungssystems

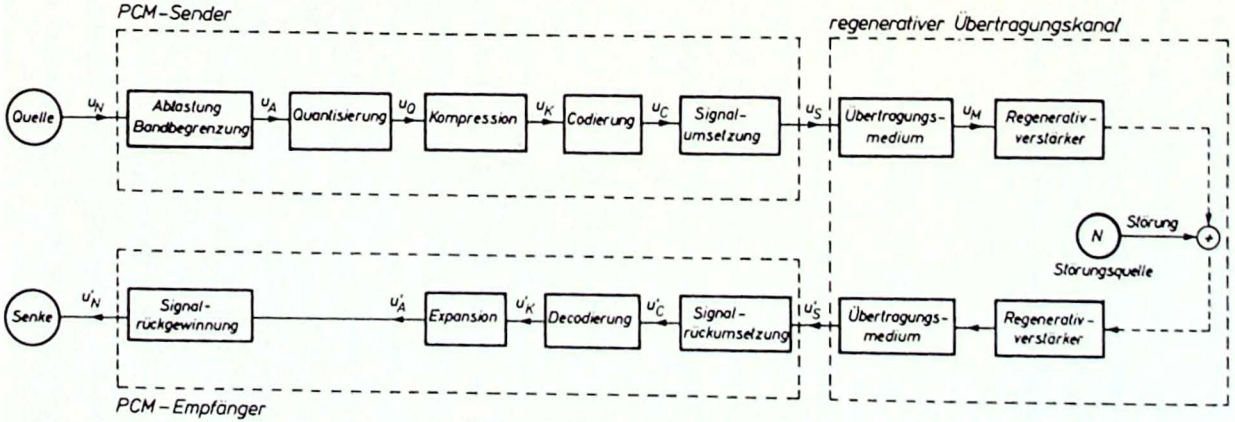



Bild 2b: Blockschaltbild eines PCM-Übertragungssystems

Da eine Folge von Impulsen Puls genannt wird, erklärt sich auch der Name dieses Verfahrens: "Pulscodemodulation" oder kurz PCM.

Um dem Leser die Orientierung zu erleichtern, werden auf Bild 2b die wesentlichen Funktionseinheiten eines PCM-Systems in einem Blockschema dargestellt und die Symbole für die Signale, die zwischen den Blöcken auftreten, angegeben.

## 1.2 *Abtastung und Bandbegrenzung*

In diesem Abschnitt wird die erste charakteristische Einheit eines PCM-Systems gemäß Blockschaltbild 2b behandelt. Zunächst folgen jedoch einige Bemerkungen über das zu übertragende Nachrichtensignal bzw. seine Aufbereitung.

### 1.2.1 Bandbegrenzung

Soll ein Signal Information übertragen, so darf es nicht periodisch sein, was bedeutet, daß sein Spektrum abhängig von der Frequenz eine kontinuierliche Funktion darstellt. Der Betrag des Amplituden-Spektrums und damit auch seine Energie nimmt aber oberhalb einer bestimmten Frequenz ab und nähert sich allmählich Null, wie das die gestrichelte Kurve von Bild 3a zeigt. Soll ein solches Signal weitgehend verzerrungsfrei übertragen werden, so wäre, gemessen am Frequenzband mit der wesentlichen Energie, eine relativ große Bandbreite erforderlich. In den meisten Fällen sind die Anforderungen, die an die Übertragung gestellt werden, aber weniger streng, so daß ein Teilstück des Signalspektrums, das nur noch geringe Energie enthält, mit Hilfe eines geeigneten Filters unterdrückt werden darf.

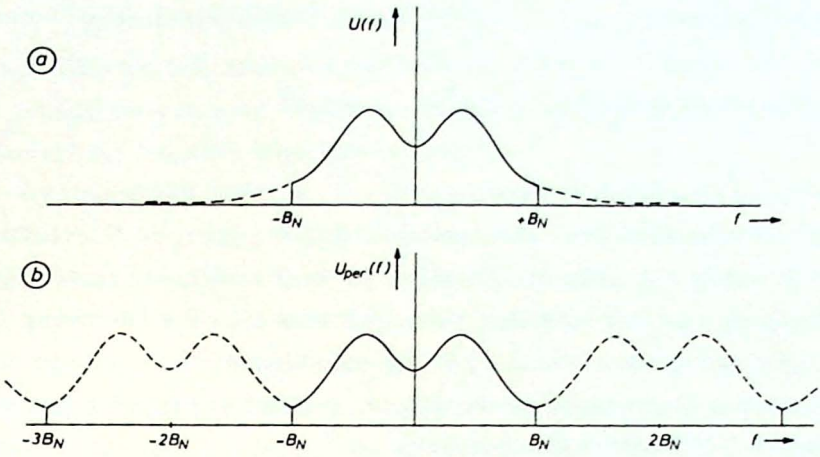



Bild 3: a) Spektrum eines ideal bandbegrenzten Nachrichtensignales; b) Periodische Fortsetzung eines ideal bandbegrenzten Spektrums

Für die Einsparung an Bandbreite muß allerdings eine geringe Verzerrung des Empfangssignals (Bandbegrenzungsfehler) in Kauf genommen werden. Bei Sprachsignalen wirkt sich beispielsweise eine Bandbegrenzung auf 3, 4 kHz kaum auf die Verständlichkeit der Sprache aus. Die subjektiven Merkmale des Sprechers werden durch die Bandbegrenzung allerdings erheblich verändert.

### 1.2.2 Abtastung

Im folgenden wollen wir uns mit der Darstellung und Interpolation von Signalen befassen. Um das Verständnis für den dargebotenen Stoff zu erleichtern, soll zunächst an einigen vergleichbaren und dem Leser bekannten Beispielen der grundsätzliche Sachverhalt erläutert werden.

#### Polynom

Für die exakte analytische Beschreibung eines Polynoms n-ter Ordnung benötigt man mindestens n+1 Kurvenpunkte. Setzt man

diese Punkte $(t_o; u_o) \ldots (t_n; u_n)$ in die Polynomgleichung

$$(1) \qquad u(t) = a_o + a_1 t + a_2 t^2 + \ldots + a_n t^n$$

ein, so sind die Konstanten $a_o$, $a_1 \ldots$, $a_n$ über Interpolationsformeln bestimmbar. Das bedeutet, daß der gesamte Kurvenverlauf durch n+1 bekannte Funktionswerte (Probensatz) eindeutig festgelegt ist und beliebige Zwischenwerte über die Gleichung (1) berechnet werden können. Für die vollständige Beschreibung des gesamten Kurvenverlaufs benötigt man also nur einen Probensatz von n+1 beliebigen Kurvenwerten.

Sinusfunktion

Sinusfunktionen besitzen zwar eine andere mathematische Struktur als Polynome, sind aber ungeachtet dieses Unterschiedes ebenfalls durch einen Probensatz von Kurvenpunkten oder Abtastwerten darstellbar. Die Gleichung einer Sinusfunktion lautet:

$$(2) \qquad u(t) = A_o \cdot \sin(2\pi \frac{t}{T_o} + \varphi_o)$$

Dabei bedeuten $T_o$ die Periodendauer des Signals, $A_o$ die Amplitude und $\varphi_o$ die Anfangsphase. Setzt man Wertepaare $(u_1; t_1)$, $(u_2; t_2)$, $(u_3; t_3)$ in die Gl. (2) ein, so ergeben sich drei Bestimmungsgleichungen für $T_o$, $A_o$, $\varphi_o$. Sind diese Konstanten bekannt, so ist der gesamte Signalverlauf u(t) berechenbar. Für die Bestimmung der Konstanten $(T_o, A_o, \varphi_o)$ genügt also ein Probensatz von drei Abtastwerten.

Periodische, bandbegrenzte Funktionen

Nach Fourier läßt sich eine periodische Funktion u(t) der Periode $T_o$ durch eine Summe von Sinus- und Cosinusfunktionen darstellen, was auf die folgende komplexe Form führt:

$$(3) \qquad u(t) = \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} c_\nu \, e^{j2\pi\nu \frac{t}{T_o}}$$

Ist die periodische Funktion außerdem bandbegrenzt, so ist die Anzahl m ($m = \nu_{max} - \nu_{min}$) der Summanden endlich. Die Parameter ($T_o$, $c_\nu$) dieser Sinus- und Cosinusfunktionen lassen sich analog zum vorangegangenen Beispiel aus einer Menge von m+1 Abtastwerten bestimmen.

Aus diesen ihrer Art nach sehr verschiedenen Beispielen ist zu ersehen, daß eine Funktion, deren "mathematische Struktur" bekannt ist, durch eine Anzahl von Abtastwerten vollständig, einschließlich aller Zwischenwerte, beschrieben werden kann.

Im Gegensatz zu den Beispielen 1 und 2 handelt es sich im letzten Beispiel um eine Klasse von Funktionen (periodische und bandbegrenzte Funktionen), die durch eine Fourierreihe darstellbar sind. Gibt man die Forderung der Periodizität auch noch auf, so erhält man eine erweiterte Klasse, nämlich die bandbegrenzten Funktionen (siehe Abschnitt 1.2.1).

Nichtperiodische, bandbegrenzte Funktionen

Auch die Zeitfunktionen dieser Klasse kann man, wie die folgende Ableitung zeigen wird, durch eine Anzahl diskreter Abtastwer-

te beschreiben, wenn sie durch ein Filter der Bandbreite $B_N$ ideal bandbegrenzt sind.

Die zu dem komplexen Spektrum nach Bild 3a gehörige Zeitfunktion erhält man über die Fouriertransformation:

$$(4) \qquad u(t) = \int_{-B_N}^{+B_N} U(f)\, e^{j2\pi ft}\, df$$

Da das Spektrum U(f) außerhalb der Bandgrenzen $\pm B_N$ Null sein soll, kann es über die Frequenzachse periodisch fortgesetzt werden. Die so entstandene periodische Funktion $U_{per}(f)$ (siehe Bild 3b) kann man aber, wie jede andere periodische Funktion, die die Bedingungen für eine Fourierzerlegung erfüllt, durch eine Fourierreihe darstellen:

$$(5) \qquad U_{per}(f) = \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} c_\nu\, e^{-j\nu \frac{2\pi}{2B_N} \cdot f}$$

Diese Beziehung erhält man in Analogie zu Gl. (3), wenn die Variable t durch f, die Periodendauer $T_o$ durch $2B_N$ und $\nu$ durch $-\nu$ ersetzt wird.

Innerhalb der Bandgrenzen $\pm B_N$ stimmt das periodische Spektrum $U_{per}(f)$ mit dem bandbegrenzten Spektrum U(f) überein, so daß in Gl. (4) U(f) durch $U_{per}(f)$ ersetzt werden kann, ohne daß sich dadurch am Ergebnis etwas verändert:

$$(6) \quad u(t) = \int_{-B_N}^{+B_N} U_{per}(f)\, e^{j2\pi ft} df = \int_{-B_N}^{+B_N} \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} c_\nu e^{-j\nu \frac{2\pi}{2B_N} \cdot f} \cdot e^{j2\pi ft} df$$

Vertauscht man Integration und Summation, so erhält man:

$$(6) \qquad u(t) = \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} \frac{c_\nu}{2\pi} \int_{-B_N}^{+B_N} e^{j\omega(t - \frac{\nu}{2B_N})} \, d\omega$$

Wenn man beachtet, daß die diskreten Werte $c_\nu$ durch die diskreten Amplituden der Zeitfunktion ersetzt werden können ($u(\frac{\nu}{2B_N}) = c_\nu \cdot 2B_N$), so führt die Berechnung des Integrals nach Gl. (6) auf die Beziehung:

$$(7) \qquad u(t) = \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} u(\frac{\nu}{2B_N}) \cdot \frac{\sin[\pi(2B_N t - \nu)]}{\pi(2B_N t - \nu)}$$

Damit wird deutlich, daß die bandbegrenzte Zeitfunktion u(t) eindeutig durch die diskreten Werte (Abtastwerte) $u(\frac{\nu}{2B_N}) = u(\nu T_A)$ darstellbar ist. Dabei muß für den zeitlichen Abstand $T_A$ zweier aufeinanderfolgender Abtastwerte gelten:

$$(8) \qquad T_A \leq \frac{1}{2B_N}$$

Daß $T_A$ auch kleiner als $1/2\ B_N$ sein darf, wird deutlich, wenn man beachtet, daß das bandbegrenzte Spektrum auch bei einer Frequenz $|f| > B_N$ periodisch hätte fortgesetzt werden können, ohne daß sich dabei am Ergebnis etwas geändert hätte.

Für Gl. (7) läßt sich nun mit Hilfe der si-Funktion ($si(x) = \frac{\sin(x)}{x}$) und dem zeitlichen Abstand $T_A$ zweier Abtastwerte vereinfacht schreiben:

$$(9) \qquad u(t) = \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} u(\nu T_A) \cdot si\left[\pi\left(\frac{t}{T_A} - \nu\right)\right]$$

Bild 4 zeigt zwei si(t)-Funktionen mit den Maximalamplituden $U_1$ und $U_2$, die um $3T_A$ gegeneinander verschoben sind. Zum Zeitpunkt $t = 3T_A$, an dem die Maximalamplitude $U_1$ auftritt, ist der Funktionswert der zweiten si-Funktion mit der Maximalamplitude $U_2$ Null. Da auch alle übrigen si-Funktionen, die nach Gl. (9) noch auftreten könnten, an dieser Stelle Null sind, wird der Funktionswert u(t) an der Stelle $3T_A$ ausschließlich durch die Maximalamplitude $U_1$ bestimmt. Dasselbe gilt für den Funktionswert bei $t = 6T_A$ und alle übrigen Funktionswerte, für die t ein ganzzahliges Vielfaches von $T_A$ ist.

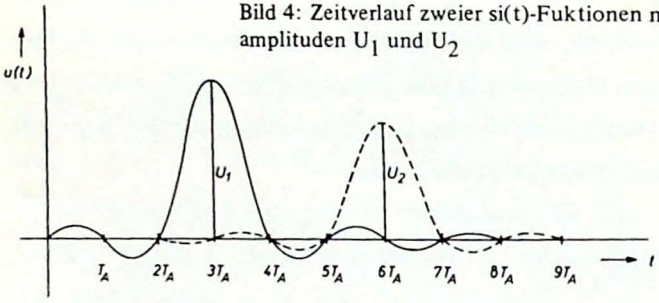



Bild 4: Zeitverlauf zweier si(t)-Fuktionen mit den Maximalamplituden $U_1$ und $U_2$

Der Inhalt der Gl. (9) wird durch das folgende Abtasttheorem in Worten ausgedrückt:

> Eine bandbegrenzte Signalfunktion, deren Spektrum U(f) für alle Frequenzen $f \geq B_N$ Null ist, wird durch ihre diskreten Abtastwerte im Abstand $T_A \leq 1/2\ B_N$ exakt bestimmt.

Die Abtastfrequenz muß demnach größer oder gleich der doppelten Bandbreite sein:

$$(10) \qquad f_A = \frac{1}{T_A} \geq 2\, B_N$$

Die Forderung, daß der zeitliche Abstand zweier aufeinanderfolgender Abtastwerte kleiner sein soll als der Reziprokwert der doppelten Bandbreite, soll nun an einem Beispiel veranschaulicht werden (siehe Bild 5).

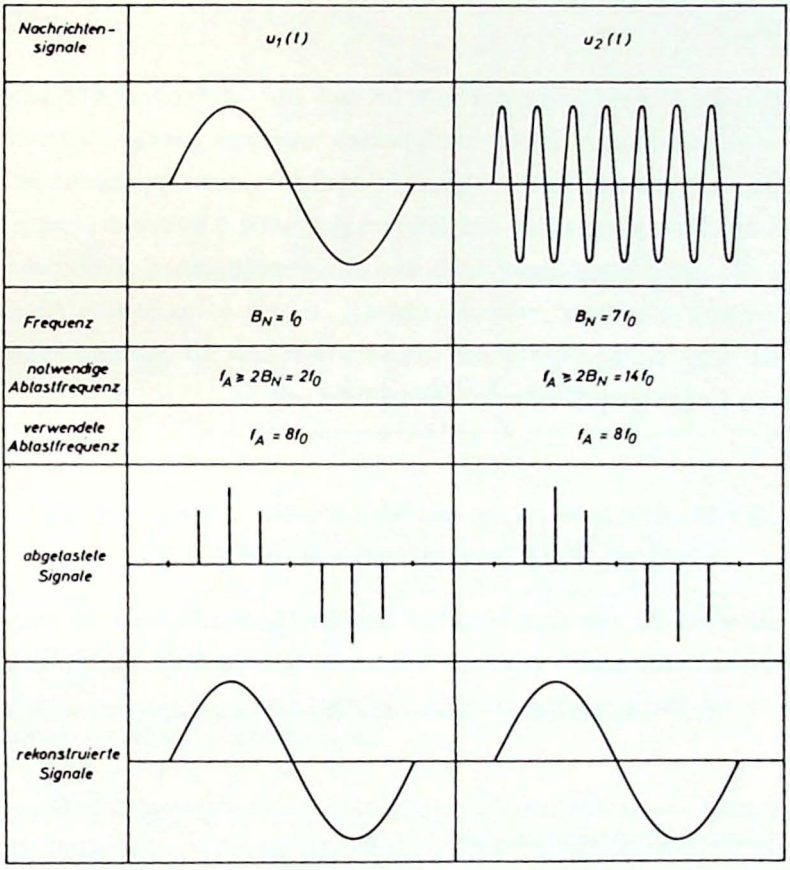



Bild 5: Zum Zusammenhang zwischen Bandbreite $B_N$ und Abtastfrequenz $f_A$ beim Abtasttheorem

Zwei Sinussignale $u_1$ und $u_2$ mit den Frequenzen $f_o$ und $7f_o$ sollen mit derselben Abtastfrequenz $f_A = 8f_o$ abgetastet werden. In beiden Fällen erscheint am Ausgang des Abtasters dieselbe Impulsfolge. Aber nur das Signal $u_1$ wird richtig rekonstruiert, da hier die Bedingung des Abtasttheorems erfüllt ist: $f_A = 8f_o > 2f_o = 2B_N$. Das nach Gl. (9) rekonstruierte Signal $u_2$ stimmt dagegen nicht mehr mit dem ursprünglichen Signal überein, weil in diesem Fall die Bedingung des Abtasttheorems nicht erfüllt ist: $f_A = 8f_o < 14f_o = 2B_N$.

Für die Übertragungstechnik ist das Abtasttheorem von fundamentaler Bedeutung, da es nach seiner Aussage genügt, wenn von einem bandbegrenzten Signal in äquidistanten Zeitabständen $T_A$ die Amplitude abgetastet und übertragen wird (Diskretisierung in der Zeit). Der Empfänger kann aus den empfangenen Abtastwerten das Nachrichtensignal rekonstruieren, indem er zu jedem Abtastwert die zugehörige si(t)-Funktion herstellt und die Summe über alle empfangenen si(t)-Funktionen bildet.

### 1.2.3 Direkte Anwendung des Abtasttheorems zur analogen Übertragung zeitdiskreter Abtastwerte

Abweichend von dem Konzept des Blockschaltbildes 2b soll zunächst einmal diskutiert werden, welche Möglichkeiten das Abtasttheorem für die Übertragungstechnik eröffnet hat.

#### Pulsamplitudenmodulation (PAM)

Ein erstes naheliegendes Verfahren für die Übertragung der Abtastwerte besteht darin, die Amplituden $u_{PAM}$ einer Impulsfolge so

groß zu machen wie die Amplituden der Abtastwerte $u_A$. Bild 6b zeigt ein auf diese Weise pulsamplitudenmoduliertes Signal $u_{PAM}$, für das gilt:

(11) $$u_{PAM} = u_A$$

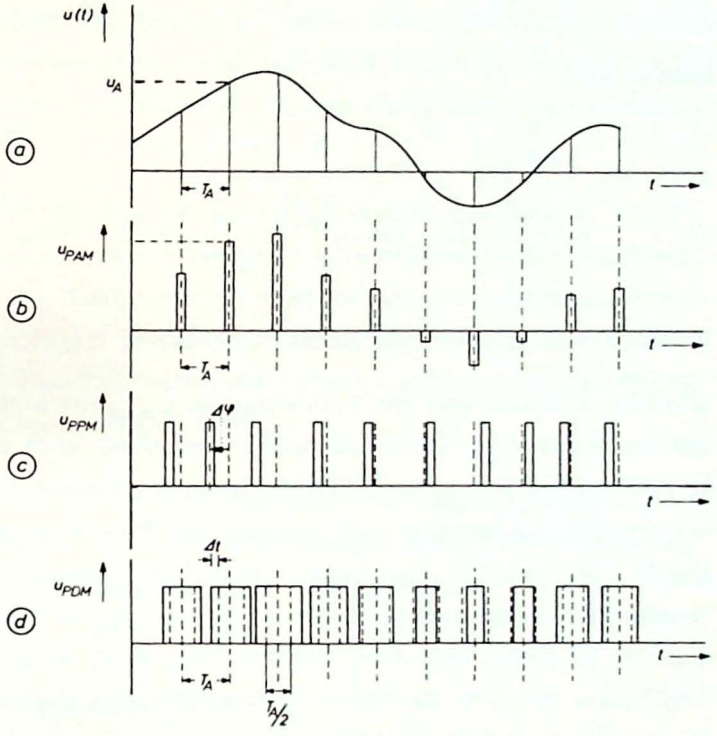



Bild 6: Analoge Übertragungsverfahren der Abtastwerte, a) Abgetastetes Signal; b) PAM-Signal; c) PPM-Signal; d) PDM-Signal

Nach der Übertragung hat der Empfänger die Aufgabe, aus dem modulierten Puls das ursprüngliche Analogsignal wiederherzustellen (Signalrückgewinnung). Aus der Systemtheorie ist bekannt, daß am Ausgang eines Filters mit einer idealen Rechteck-Tiefpaß-Charakte-

ristik G(f) (auch Küpfmüller-Tiefpaß genannt) ein si(t)-Impuls erscheint, wenn an den Eingang ein unendlich steiler, kurzer Impuls $\delta(t)$ (Diracstoß) angelegt wird. Bild 7 veranschaulicht diesen Zusammenhang. Wenn der Tiefpaß die Bandbreite $B_K$ besitzt, liegen die Nulldurchgänge des si(t)-Impulses um die Zeitspanne

$$\Delta T = \frac{1}{2B_K} \tag{12}$$

auseinander.

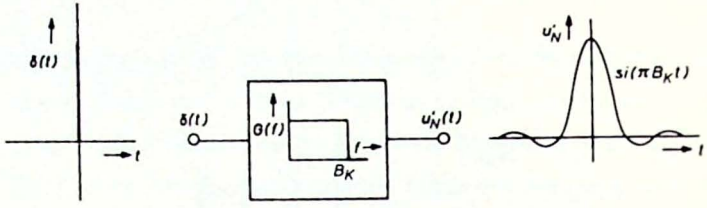



Bild 7: Übertragungsverhalten des Rechtecktiefpasses

Wird die Impulsbreite der PAM-Impulse $u_{PAM}$ so klein gewählt, daß sie durch einen Diracstoß annäherbar sind, kann das modulierte PAM-Signal $u_{PAM}$ nach Bild 6b durch ein solches Rechteckfilter demoduliert werden. Am Ausgang des Filters entsteht dann, wie das Gl. (9) verlangt, eine Folge von sich überlagernden si(t)-Funktionen. Wählt man außerdem die Bandbreite $B_K$ so, daß die Zeitspanne $\Delta T$ gleich dem Abtastintervall $T_A$ wird, so gehen die si(t)-Funktionen genau in die Interpolationsfunktionen nach Gl. (9) über.+) Daraus folgt, daß das Filterausgangssignal $u'_N$ - abgesehen von einem konstanten Faktor - mit dem zu übertragenden Analogsignal

+) Die Amplituden der si(t)-Funktionen am Ausgang des Filters sind allerdings stark gedämpft, da ein wesentlicher Energieanteil der steilen Impulse oberhalb der Grenzfrequenz $B_K$ liegt und somit keinen Beitrag zur Entstehung der si(t)-Funktionen liefert.

$u_N$ übereinstimmt. Es ist somit gelungen, empfangsseitig aus der PAM-Folge das Nachrichtensignal $u_N(t)$ wiederherzustellen.

Dieses Ergebnis beinhaltet noch eine andere wichtige Aussage. Betrachtet man das gefilterte Ausgangssignal zu den diskreten Abtastzeitpunkten ($t = \nu T_A$; $\nu = 0, \pm 1, \pm 2, \ldots$), so wird deutlich, daß die Signalamplitude dieser Zeitpunkte jeweils nur von der Maximalamplitude einer einzigen si(t)-Funktion bestimmt wird, da alle anderen si(t)-Funktionen hier eine Nullstelle besitzen. Aus dieser Tatsache kann man den folgenden Satz ableiten, der in der Literatur als I. Nyquist-Kriterium bekannt ist:

> Wird ein modulierter Puls der Folgefrequenz $f_A = 1/T_A$ über ein ideales Rechteck-Tiefpaßsystem der Bandbreite $B_K$ übertragen, so sind die Impulsamplituden am Ausgang exakt wiederherstellbar, wenn die Grenzfrequenz $B_K$ des Tiefpasses der halben Folgefrequenz des Pulses entspricht ($B_K = f_A/2$).

Dieser Satz ist von großer Wichtigkeit für die Übertragung von digitalen Signalen. Wir werden ihn demzufolge für die Behandlung des Übertragungskanals (Kap. 1.7) benötigen.

Pulsphasenmodulation (PPM)

Ein zweites Verfahren für die Übertragung der Abtastwerte verändert die zeitliche Lage (Phase) eines Pulses, wobei die Phasenabweichung proportional zur Größe der Abtastwerte gemacht wird (Bild 6c).

(13) $\Delta\varphi = K_1 \cdot u_A$

Pulsdauermodulation (PDM)

Eine dritte Möglichkeit ist die Modulation der Impulsdauer. Dabei wird die Breite eines Pulses proportional zur Amplitude der Abtastwerte verändert (siehe Bild 6d).

$$\Delta t = K_2 \cdot u_A \tag{14}$$

Im unmodulierten Zustand beträgt die Pulsdauer $T_A/2$.
Der Empfänger verwandelt in der Regel die pulsphasen- oder pulsdauermodulierten Signale wieder zurück in eine pulsamplitudenmodulierte Form, aus der dann das ursprüngliche Nachrichtensignal zurückgewonnen wird.

## 1.3 *Quantisierung und Amplitudenbegrenzung*

Prinzipiell ist es nicht möglich, die Amplituden der Abtastwerte exakt zu übertragen, da bei realen Übertragungskanälen immer Störungen oder Verzerrungen auftreten und Veränderungen der Impulsamplituden, der zeitlichen Lage oder der Dauer der Impulse verursachen. Man kann jedoch den Einfluß der Störungen verringern bzw. bestimmte Störkomponenten eliminieren, wenn man die zeitdiskreten, aber in der Amplitude kontinuierlichen Abtastwerte quantisiert und dann in geeigneter Weise überträgt.

Dabei werden alle Abtastwerte, die innerhalb eines Amplitudenintervalls $\Delta U$ liegen, einem einzigen Amplitudenwert zugeordnet, so daß bei der Übertragung nur noch eine endliche Anzahl verschiedener Amplitudenwerte, die sogenannten quantisierten Abtastwerte, auftreten. Die Zuordnung zwischen den kontinuierlichen und

den quantisierten Abtastwerten muß eindeutig sein und so vorgenommen werden, daß der entstehende Amplitudenfehler (Quantisierungsfehler)durch geeignete Wahl der Quantisierungsintervalle möglichst klein wird.

Die quantisierten Abtastwerte bilden, aus nachrichtentechnischer Sicht, die Symbole eines endlichen Alphabetes. Unter Alphabet versteht man dabei die Menge aller Symbole, die auftreten dürfen. Bekannte Alphabete sind z.B. das lateinische Alphabet mit seinen 26 Symbolen (Buchstaben) oder das Morsealphabet, das aus den drei Symbolen "kurz", "lang" und "Pause" besteht. Da die Übertragung eines solchen endlichen Nachrichtenalphabetes eine klassische Aufgabe der Theorie der Informations- und Nachrichtenübertragung ist, werden bei der folgenden Behandlung von PCM, was die Prinzipien betrifft, viele Parallelen zur Telegraphie auftreten.

Zunächst soll aber gezeigt werden, welche Schritte und Maßnahmen die Quantisierung der Abtastwerte erfordert.

### 1.3.1 Amplitudenbegrenzung

In vielen Anwendungsfällen ist der Signalbereich exakt begrenzt, etwa bei der Messung und Übertragung eines Füllstandes, wo die Signalamplitude $u_N$ proportional zur Füllhöhe eines Behälters ist. Da der Behälter im Extremfall nur leer oder voll sein kann, tritt nie eine Signalamplitude $u_N$ auf, die unterhalb der Grenzamplitude $U_1$ (Zustand "leer") bzw. oberhalb der Grenzamplitude $U_2$ (Zustand "voll") liegt.

Die Größe des Signalbereichs wird hier durch die Beziehung

$$U_o = U_2 - U_1 \tag{15}$$

festgelegt. In diesem Fall kann der gegebene Signalbereich unmittelbar als Quantisierungsbereich verwendet werden.

Es gibt aber auch Anwendungen, bei denen der Signalbereich nicht eindeutig durch Grenzamplituden markiert werden kann, z. B. bei der Übertragung von Sprache oder Musik. Da für die Quantisierung jedoch ein abgegrenzter Amplitudenbereich benötigt wird (Quantisierungsbereich), müssen in diesen Fällen die Grenzamplituden $U_1$ und $U_2$ nach anderen Gesichtspunkten festgelegt werden. Im allgemeinen wählt man die Grenzamplituden so, daß im zeitlichen Ampli tudenverlauf nur selten Werte auftreten, die die Grenzamplitude $U_2$ über- bzw. die Grenzamplitude $U_1$ unterschreiten.

Tritt ein Abtastwert auf, der den Quantisierungsbereich $U_0$ überschreitet, so wird seine Amplitude auf $U_1$ bzw. $U_2$ begrenzt (Bild 8 Durch diese Einengung des Signalamplitudenbereichs auf den Quantisierungsbereich $U_0$ entsteht ein systembedingter Fehler, der sogenannte Amplitudenbegrenzungsfehler.

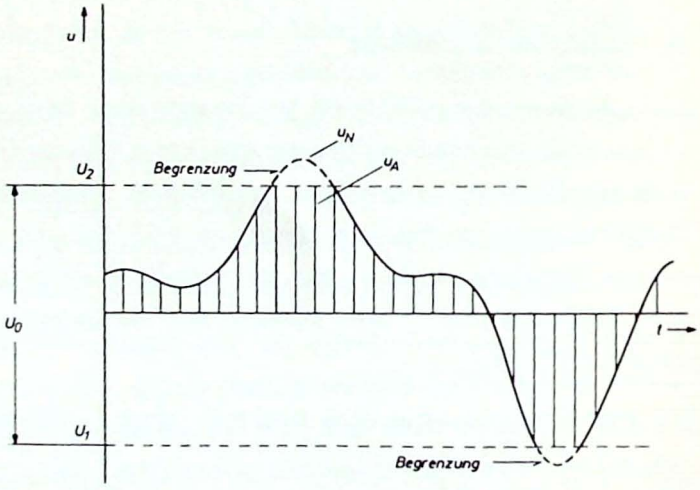



Bild 8: Amplitudenbegrenzung eines Abtastsignals $u_A$

Anmerkung: Eine Amplitudenbegrenzung ist nicht nur bei PCM notwendig, sondern auch bei anderen Modulationsverfahren, bei denen z.B. eine zu große Momentanamplitude die Modulationseinrichtungen übersteuern kann.

### 1.3.2 Quantisierung

Für die Quantisierung wird der Quantisierungsbereich $U_o$ in s gleiche Amplitudenstufen (Intervalle) der Breite $\Delta U$ unterteilt:

$$(16) \qquad s = \frac{U_o}{\Delta U}$$

Im Beispiel von Bild 9 wurden 8 Stufen eingezeichnet und durchnumeriert, außerdem sind die Stufenmittelwerte strichpunktiert eingezeichnet. Für die Übertragung der zeitdiskreten Abtastwerte wird nun bei PCM im Gegensatz zu PAM nicht die Abtastamplitude selbst gesendet, sondern derjenige Stufenmittelwert, in dessen Intervall der exakte Abtastwert liegt. So wird durch die Quantisierung erreicht, daß die Übertragungseinrichtungen nur noch die s verschiedenen Stufenmittelwerte $U_i$ unterscheiden müssen. Die Anzahl der Stufen (Intervalle) s, in die der Quantisierungsbereich eingeteilt wird, bestimmt somit die Symbolmenge, die das Nachrichtenalphabet umfaßt. Anstelle des exakten Abtastwertes $u_A$ wird der jeweilige Stufenmittelwert $U_i$ übertragen, wodurch der schon erwähnte systembedingte Quantisierungsfehler entsteht.

### 1.3.3 Berechnung des Quantisierungsfehlers

Zur Charakterisierung dieses Fehlers kann man die ursprünglichen Abtastamplituden $u_A$ in quantisierte Amplituden $u_Q$ und in Störamplituden $v_Q$ zerlegen (siehe Bild 9):

(17) $$u_A = u_Q + v_Q$$

Häufig wird die mittlere Leistung der Zeitfunktion $v_Q(t)$ zur quantitativen Bestimmung der Quantisierungsverzerrung oder des Quantisierungsgeräusches benutzt.

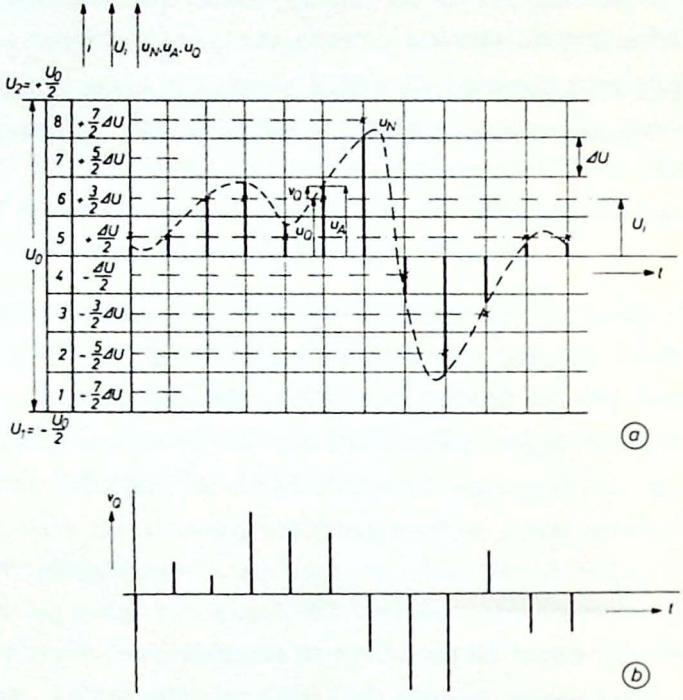



Bild 9: Quantisierung der Abtastwerte; a) Zeitlicher Verlauf eines Nachrichtensignals $u_N$, der dazugehörigen Abtastwerte $u_A$ und der quantisierten Abtastwerte $u_Q$; b) Vergrößerte Darstellung der Störamplituden $v_Q = u_A - u_Q$

Die Störleistung, die bei der Quantisierung eines einzelnen Abtastwertes entsteht, beträgt $v_Q^2$ +). Unter der Voraussetzung, daß alle möglichen Störamplituden $v_Q$ im Intervall $\Delta U$ mit gleicher Häufig-

+) In der Übertragungstechnik ist es üblich, die Leistungen am Einheitswiderstand von 1 Ohm anzugeben.

keit auftreten, kann man die mittlere Geräuschleistung $N_Q$ bestimmen, indem man über alle Störanteile des Intervalls integriert und dann durch die Intervallbreite $\Delta U$ dividiert:

$$(18) \qquad N_Q = \frac{1}{\Delta U} \int_{-\frac{\Delta U}{2}}^{+\frac{\Delta U}{2}} v_Q^2 \, dv_Q$$

$$(19) \qquad N_Q = \frac{\Delta U^2}{12} = \frac{U_o^2}{12\, s^2}$$

Liegen die Grenzamplituden $U_1$ und $U_2$ symmetrisch zum Nullpunkt (gleichstromfreies Signal), so gilt:

$$(20) \qquad U_1 = +\frac{U_o}{2} \; ; \quad U_2 = -\frac{U_o}{2}$$

Die Stufenmittelwerte $U_i$ ($U_1$ ..... $U_s$) des quantisierten Signals nehmen in diesem Fall die folgenden Werte an:

$$(21) \qquad \pm\frac{1}{2}\,\Delta U, \; \pm\frac{3}{2}\,\Delta U, \; \pm\frac{5}{2}\,\Delta U, \; \ldots\ldots, \; \pm\frac{s-1}{2}\,\Delta U$$

Setzt man voraus, daß alle diese diskreten Amplituden mit gleicher Häufigkeit im Signal auftreten, so ist die mittlere Leistung des quantisierten Signals durch Summation aller Anteile und Division durch die Anzahl der Summanden s bestimmbar:

$$(22) \qquad S_Q = \frac{1}{s}\left[2\left(\frac{1}{2}\Delta U\right)^2 + 2\left(\frac{3}{2}\Delta U\right)^2 + 2\left(\frac{5}{2}\Delta U\right)^2 + \ldots + 2\left(\frac{s-1}{2}\Delta U\right)^2\right]$$

(s geradzahlig)

$$S_Q = \frac{\Delta U^2}{2s}\left[1^2 + 3^2 + 5^2 + \ldots + (s-1)^2\right] \tag{23}$$

$$S_Q = \frac{s^2-1}{12}\,\Delta U^2 = \frac{s^2-1}{12\,s^2}\,U_o^2 \tag{24}$$

Zur quantitativen Charakterisierung der Quantisierungsverzerrungen bildet man den Quotienten aus der Leistung $S_Q$ des quantisierten Signals und dem Quantisierungsgeräusch (Verzerrungsleistung $N_Q$):

$$\frac{S_Q}{N_Q} = s^2 - 1 \tag{25}$$

Dieser Quotient wird Geräuschabstand genannt und sagt aus, um welchen Faktor die Signalleistung die Geräuschleistung überwiegt.

Bei den verschiedenen technischen Anwendungen kann dieses Verhältnis in einem relativ großen Zahlenbereich liegen, weshalb der Geräuschabstand meist in einem logarithmischen Maßstab angegeben wird:

$$Q_Q = 10 \lg \frac{S_Q}{N_Q}\,\mathrm{dB}$$

(26) oder

$$Q_Q = \ln \frac{S_Q}{N_Q}\,\mathrm{Np}$$

Die Kurve $S_Q/N_Q$ von Bild 10 zeigt den Quantisierungsgeräuschabstand als Funktion der Stufenzahl s. Obwohl dieses Verhältnis nur für ganzzahlige Werte von s definiert ist, wurde gestrichelt eine Verbindungslinie eingezeichnet, um zu zeigen, wie stark die Geräusch

leistung $N_Q$ (nach Gl. (19)) mit wachsender Stufenzahl abfällt bzw. das Verhältnis $S_Q/N_Q$ ansteigt. Die Kurve $Q_Q$ zeigt denselben Zusammenhang in einer logarithmischen Darstellung.

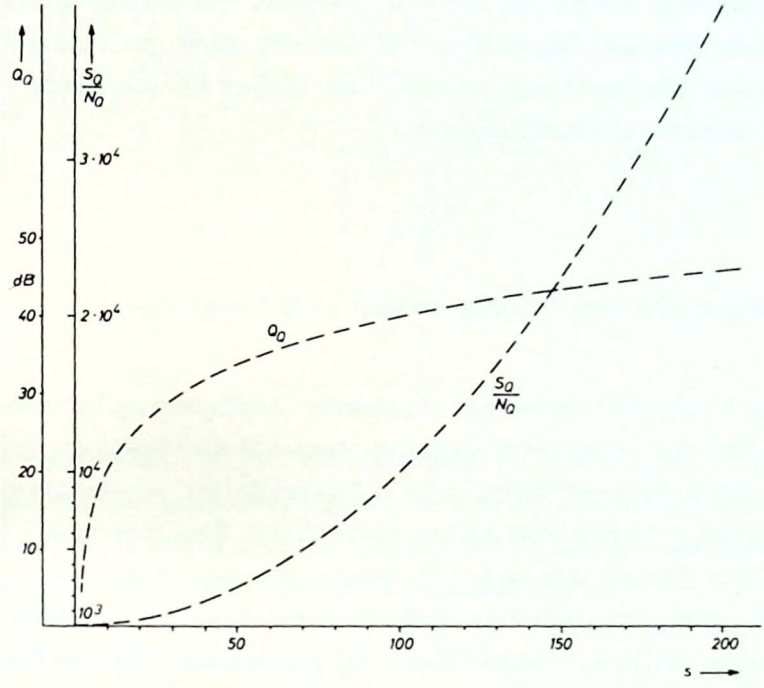



Bild 10: Quantisierungsgeräuschabstand als Funktion der Stufenzahl S

Eine Übertragung mit 30 - 60 Stufen (Störabstand 30 - 35 dB) liefert eine durchschnittliche Übertragungsqualität, bei der das Quantisierungsgeräusch nicht mehr sehr störend, aber trotzdem noch deutlich wahrnehmbar ist. Bei Sprachübertragung liefert sogar eine zweistufige Übertragung gerade noch verständliche Ausgangssignale, wenn auch die Quantisierungsgeräusche das Signal stark überdecken (Geräuschabstand 4, 75 dB). Für eine hochwertige Nachrichtenverbindung, wie z. B. eine Musikübertragung, benötigt man allerdings

eine wesentlich größere Stufenzahl von s = 300 - 2000, was einem Geräuschabstand von ca. 40 - 65 dB entspricht.

Wird der zu übertragende Amplitudenbereich in Stufen gleicher Breite $\Delta U$ eingeteilt, so spricht man von "Linearer Quantisierung". Treten die quantisierten Amplituden, wie das hier angenommen wurde, mit gleicher Häufigkeit auf, so liefert die lineare Quantisierung einen maximalen Geräuschabstand.

## 1.4 *Kompandierung (Kompression und Expansion)*

Im vorigen Abschnitt haben wir die lineare Quantisierung betrachtet, bei der alle Quantisierungsstufen gleiche Breite besitzen. Im allgemeinsten Fall sind jedoch alle s Intervalle $\Delta U_i$ voneinander verschieden, wie dies Bild 11 veranschaulicht. Eine derartige nichtlineare Stufung läßt sich z. B. durch eine lineare Quantisierung und einen vorgeschalteten (oder nachgeschalteten) nichtlinearen Vierpol mit einer stetigen Kennlinie realisieren. Für die Übertragung von typischen Nachrichtensignalen muß diese nichtlineare Kennlinie meist so geartet sein, daß große Amplituden verkleinert werden. Aus diesem Grunde werden der nichtlineare Vierpol Kompressor und seine Kennlinie $u_K = f(u_A)$ Kompressorkennlinie genannt (siehe Bild 12a).

Eine verzerrungsfreie Übertragung eines Nachrichtensignals setzt jedoch voraus, daß die gesamte Übertragungscharakteristik im Nutzfrequenzband linear ist, was bedeutet, daß die nichtlineare Signalverzerrung des Kompressors im Empfänger wieder rückgängig gemacht werden muß. Dies geschieht durch einen ebenfalls

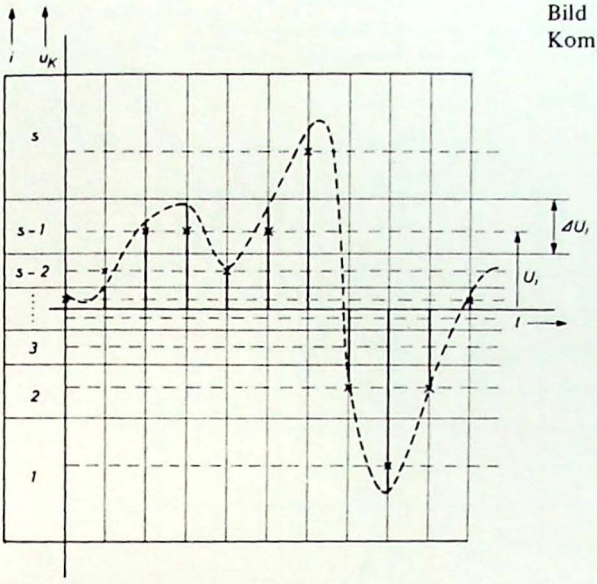



Bild 11:
Kompression der Abtastwerte

nichtlinearen Vierpol, den Expander (siehe Bild 2b und Bild 13). Werden das Quantisierungsgeräusch und die Störungen vernachlässigt, so erhält man am Eingang des Expanders ein Signal, das mit dem kompandierten Signal übereinstimmt:

$$(27) \qquad u'_K \approx u_K$$

Mit dieser Näherung läßt sich die Expanderkennlinie $u'_A = g(u'_K)$ als die inverse Funktion der Kompressorkennlinie bestimmen:

$$(28) \qquad u'_A = g(u'_K) \approx f^{-1}(u_K) = u_A$$

Das gesamte Verfahren der nichtlinearen Vorverzerrung und empfangsseitigen Entzerrung wird Kompandierung genannt.

Welche Form die Kompressorkennlinie haben muß, hängt wesentlich von den Forderungen ab, die man an die Übertragung stellt.

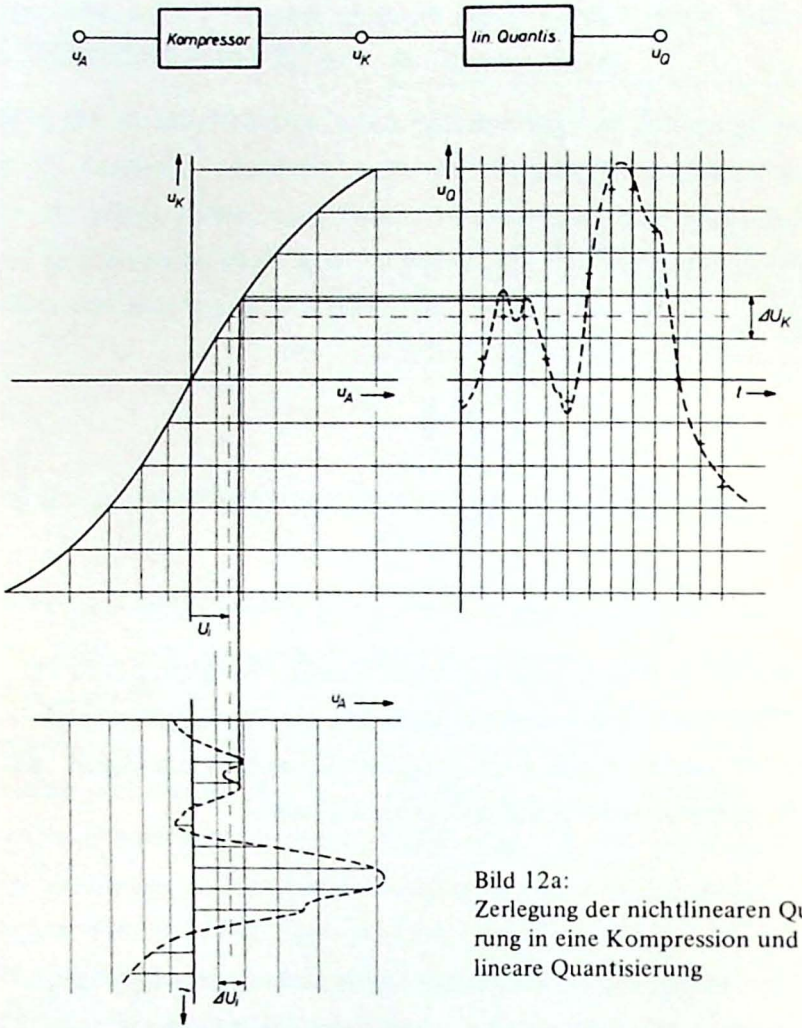



Bild 12a:
Zerlegung der nichtlinearen Quantisierung in eine Kompression und eine lineare Quantisierung

Wird z.B. gefordert, daß der absolute Fehler, der bei der Quantisierung der einzelnen Abtastwerte auftritt, einen Maximalwert von $\pm \Delta U/2$ nicht überschreiten darf, so muß eine lineare Stufung ohne Kompandierung gewählt werden (Stufenhöhe $\Delta U$, siehe Bild 9). Demgegenüber wird bei der Übertragung von Meßwerten die Kennlinie oft so ausgelegt, daß der maximale relative Fehler $\varepsilon$ innerhalb aller Quantisierungsintervalle etwa denselben Betrag hat.

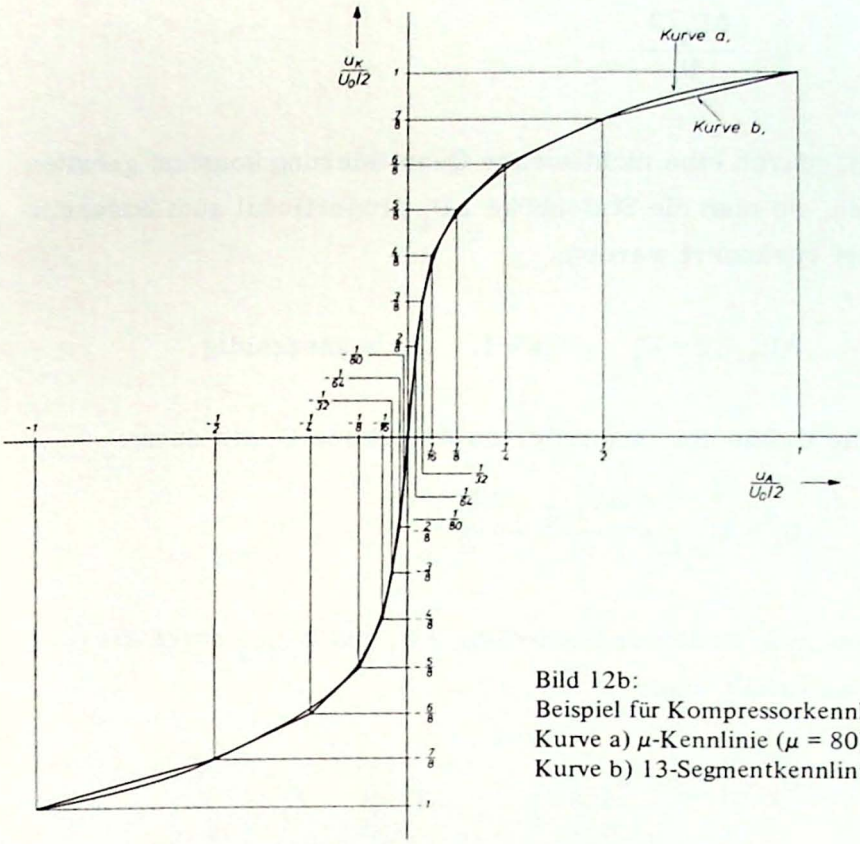



Bild 12b:
Beispiel für Kompressorkennlinien;
Kurve a) $\mu$-Kennlinie ($\mu = 80$);
Kurve b) 13-Segmentkennlinie

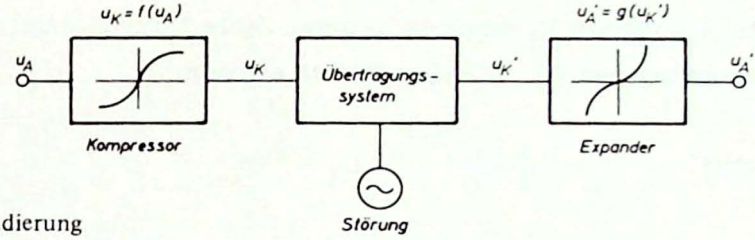



Bild 13: Kompandierung

Mit den Bezeichnungen von Bild 11 kann man unter der Annahme, daß die quantisierten Amplituden $U_i$ in der Mitte der Quantisierungsintervalle $\Delta U_i$ liegen, für den größten relativen Fehler schreiben:

$$\varepsilon = \frac{\Delta U_i/2}{U_i} \tag{29}$$

Soll $|\varepsilon|$ durch eine nichtlineare Quantisierung konstant gehalten werden, so muß die Stufenhöhe $\Delta U_i$ proportional zum Stufenmittelwert verändert werden:

$$\Delta U_i = 2\,\varepsilon\,U_i \qquad i = 1, \ldots, s \text{ ganzzahlig} \tag{30}$$

Für die Größe der quantisierten Amplitude $U_i$ gilt dann:

$$U_i = U_{i-1} + \frac{\Delta U_{i-1}}{2} + \frac{\Delta U_i}{2} \tag{31}$$

Ersetzt man in dieser Beziehung $\Delta U_i$ und $\Delta U_{i-1}$ durch die Gl. (30), so erhält man:

$$U_i = \frac{1+\varepsilon}{1-\varepsilon}\; U_{i-1} \tag{32}$$

Hat die erste Stufe (i = 1) die Größe $U_1$, so kann die quantisierte Amplitude $U_i$ einer beliebigen Stufe i durch mehrmalige Anwendung der Gl. (32) berechnet werden:

$$U_i = \left(\frac{1+\varepsilon}{1-\varepsilon}\right)^{i-1} \cdot U_1 \tag{33}$$

Zusammen mit der Gl. (30) findet man somit für die Größe des i-ten Quantisierungsintervalls:

$$\Delta U_i = 2\,\varepsilon \left(\frac{1+\varepsilon}{1-\varepsilon}\right)^{i-1} \cdot U_1 \tag{34}$$

Für $U_1 = -1$ V und $\varepsilon = -0,1$ ist $\Delta U_1 = 0,2$ V und $\Delta U_{10} = 0,032$ V,

während die quantisierte Amplitude für i = 10 den Wert $U_{10}$ = -0, 16 V hat. Daraus ist ersichtlich, daß die Intervallgröße $\Delta U_i$ sehr schnell kleiner wird, wenn sich der Betrag von $U_i$ dem Wert Null nähert. (Siehe Gl. (33) und (34)). Dies bedeutet, daß die Forderung $|\varepsilon|$ = const. durch eine unterschiedliche Intervallbreite nur näherungsweise realisiert werden kann; für sehr kleine Amplituden ist sie prinzipiell nicht erfüllbar.

Im folgenden soll untersucht werden, ob der relative Fehler konstant gehalten werden kann, wenn man vor einen linear gestuften Quantisierer einen Kompressor schaltet (Bild 12a).

Die Eingangsstufenhöhe $\Delta U_i$ soll hierbei durch die Kompressorkennlinie gerade so groß gewählt werden, daß bei konstanter Ausgangsstufenhöhe $\Delta U_K$ $\varepsilon$ = const. gilt. Sind die Stufenhöhen $\Delta U_i$ und $\Delta U_K$ klein gegenüber $U_i$, so ist näherungsweise:

$$\frac{du_K}{du_A} = \frac{df(u_A)}{du_A} \approx \frac{\Delta U_K}{\Delta U_i} \tag{35}$$

Ersetzt man in dieser Gleichung $\Delta U_i$ durch die Beziehung (30) und $U_i$ durch $u_A$, so erhält man nach einer Integration für die Kompressorkennlinie:

$$u_K = f(u_A) = \int \frac{\Delta U_K}{2\varepsilon u_A} du_A \tag{36}$$

oder

$$u_K = \frac{\Delta U_K}{2\varepsilon} \cdot \ln |u_A| + \text{const.} \tag{37}$$

Wie man leicht erkennen kann, ist auch diese Kennlinie, ähnlich wie die Quantisierung nach Gl. (34), bei $U_i \approx 0$ nicht realisierbar. Aus diesem Grunde wird sie im Bereich kleiner Amplituden durch

eine Gerade ergänzt. Für die vollständige Kompressorkennlinie ($\mu$-Kennlinie oder Ideale Kennlinie) kann man dann nach einer Normierung auf den Quantisierungsbereich $U_o$ schreiben:

$$u_K = f(u_A) = \frac{1+\ln(\mu \frac{u_A}{U_o/2})}{1+\ln\mu} \cdot \frac{U_o}{2} \text{ für } \frac{1}{\mu} \leq \frac{|u_A|}{U_o/2} < 1$$

(38)

$$u_K = f(u_A) = \frac{\mu \cdot \frac{u_A}{U_o/2}}{1+\ln\mu} \cdot \frac{U_o}{2} \text{ für } 0 \leq \frac{|u_A|}{U_o/2} \leq \frac{1}{\mu}$$

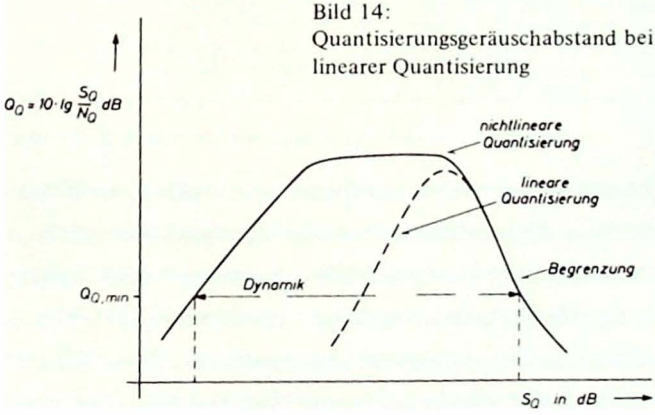
Bild 12b zeigt diese Kennlinie zusammen mit der sogenannten 13-Segmentkennlinie, die sich aus mehreren Geradenstücken zusammensetzt und die bei den PCM-Systemen der europäischen Fernsprechnetze eingesetzt wird.

Bisher wurde der Fehler der einzelnen Abtastwerte oder Momentanwerte abhängig von der Kompressorkennlinie betrachtet. In vielen Fällen ist es jedoch sinnvoller, wenn die Kompressorkennlinie so gewählt wird, daß der zeitliche mittlere Fehler ein Minimum wird. So wäre es z.B. nicht sinnvoll, eine Kompressorkennlinie so zu wählen, daß der relative Fehler ungefähr konstant bleibt (was eine große Zahl von Stufen im Bereich kleiner Amplituden verlangen würde), wenn das zu übertragende Signal vorwiegend große Amplituden enthielte. Ein besseres Optimierungskriterium für die Bestimmung der Kompressorkennlinie ist daher das Verhältnis von mittlerer Signalleistung zu mittlerer Quantisierungsleistung.

Unterliegt die Amplitude eines Nachrichtensignals großen zeitlichen Schwankungen, so fällt bei einer linearen Stufung, bei der

die Quantisierungsleistung $N_Q$ (Gl. (19)) konstant und unabhängig von der Amplitude ist, im Bereich kleiner Amplituden und damit kleiner Signalleistung der Störabstand $Q_Q$ stark ab. Vergrößert man jedoch die kleinen und verkleinert man die großen Amplituden durch eine geeignete Kompressorkennlinie, so wird der mittlere Bereich, in dem der Störabstand $Q_Q$ von der Signalleistung nahezu unabhängig ist, erweitert (siehe Bild 14). Dies wird vor allem bei der Übertragung von Sprachsignalen angestrebt, um zu verhindern, daß zwischen sogenannten "Laut"- und "Leise"-Sprechern ein wesentlicher Qualitätsunterschied auftritt. Bild 14 zeigt den Quantisierungsgeräuschabstand als Funktion der Signalleistung für eine linear und eine nichtlinear quantisierte (kompandierte) Übertragung mit übereinstimmender Stufenzahl. Den Kurven ist zu entnehmen, daß bei Kompandierung der Störabstand bei kleinen Signalamplituden wesentlich verbessert wird. Erreicht die Signalamplitude die Grenze des Quantisierungsbereichs (Aussteuerungsgrenze), so fällt der Störabstand infolge des Begrenzungsfehlers schnell ab (dasselbe gilt auch für die lineare Quantisierung, siehe gestrichelte Kurve von Bild 14). Bei kleinen Signalamplituden fällt er aber ebenfalls ab, weil hier, verglichen

Bild 14:
Quantisierungsgeräuschabstand bei linearer und nichtlinearer Quantisierung



mit der Signalamplitude, auch die verkleinerten Quantisierungsstufen noch groß sind. Verlangt man einen bestimmten Mindeststörabstand $Q_{Q,\,min}$ als untere Qualitätsgrenze, so bezeichnet man dasjenige Verhältnis der Aussteueramplituden, das diese Bedingung gerade noch erfüllt, als Dynamik (siehe Bild 14). Durch geeignete Kompandierung wird also erreicht, daß z. B. bei einer Sprachübertragung die Silbenverständlichkeit und die Natürlichkeit der Sprache auch bei schwankender Signalleistung noch gut sind. Bei gleicher Qualität (Quantisierungsgeräuschabstand) entsprechen bei einer Sprachübertragung etwa 128 kompandierte Amplitudenstufen einer linearen Übertragung mit s = 1000 Stufen, so daß man auch sagen kann, durch die Kompandierung kann die Stufenzahl und somit der technische Aufwand verringert werden.

Die hier behandelten Kompandierungen gehören in die Gruppe der Momentanwert-Kompandierungen. Die Kompressor- bzw. Expanderausgangsspannung ist dabei nur von der momentan anliegenden Eingangsspannung abhängig. Die Momentanwertkompander arbeiten im Gegensatz zu den Silbenkompandern praktisch trägheitslos.

## 1.5 *Codierung*

Mit Hilfe der Quantisierung ist es gelungen, die analogen Abtastwerte in ein endliches Alphabet von Nachrichtensymbolen, d.h. quantisierten Abtastwerten, umzuwandeln. In diesem Abschnitt sollen nun Sendesignale gefunden werden, denen verschiedene Nachrichtensymbole eindeutig zugeordnet werden können. Bild 15 (1. Codierung) zeigt einen ersten Versuch, für ein Alphabet von

acht Symbolen Sendesignale zu finden, die alle voneinander abweichende Merkmale aufweisen, so daß der Empfänger in der Lage ist, sie zu unterscheiden. Da jedem Sendesignal nur ein einziger quantisierter Abtastwert zugeordnet ist und außerdem vorausgesetzt wird, daß der Empfänger diese Zuordnung kennt, ist er auch in der Lage, aus der Folge der ankommenden Sendesignale die quantisierten Abtastwerte zu rekonstruieren.

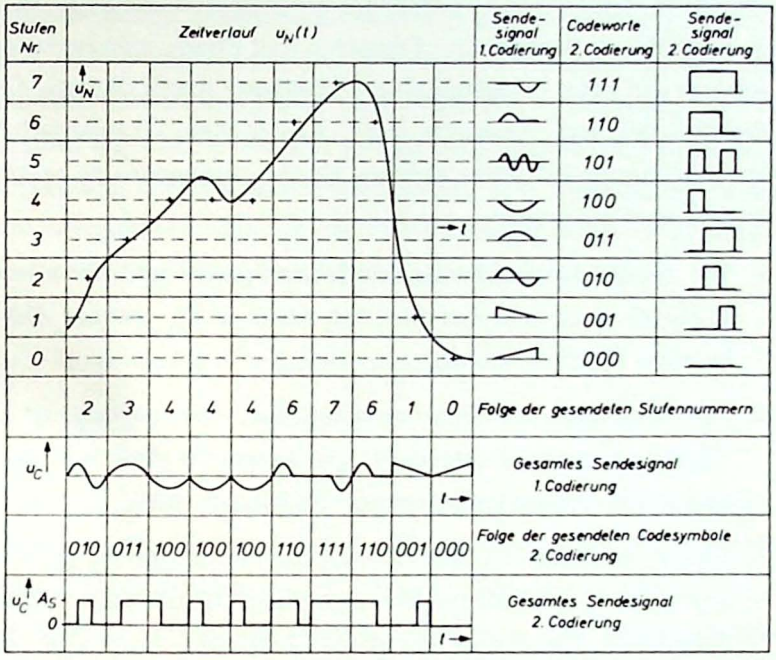



Bild 15: Beispiele für die Codierung quantisierter Signale

Aus diesem Beispiel ist zu ersehen, daß es durch den Übergang auf ein endliches Nachrichtenalphabet gelungen ist, den unmittelbaren Zusammenhang zwischen Nachrichten- und Sendesignal zu lösen, wobei jedes Nachrichtensymbol durch ein frei wählbares Sendesignal ersetzbar ist. Das Nachrichtensignal $u_N$ bestimmt damit nur noch die Reihenfolge, in der die Sendesignale übertra-

gen werden. Diese können also so gewählt werden, daß sie optimal an den Übertragungskanal angepaßt sind, was eine gute Frequenzbandausnützung bei großer Störsicherheit bedeutet. Diese Anpassungsmöglichkeit ist einer der wesentlichen Vorteile der Pulscodemodulation.

Für eine technische Realisierung sind die Sendesignale unseres Beispiels (Bild 15, 1. Codierung) allerdings ungünstig, da sie sich gleichzeitig in Amplitude, Frequenz und Phase unterscheiden, so daß nur ein sehr komplizierter Empfänger diese Signale erkennen (detektieren) und auswerten kann. Aus diesem Grunde befolgt man bei der Dimensionierung solcher Nachrichtensysteme meist die folgenden Richtlinien:

1. Die zeitliche Ausdehnung der Sendesignale muß für alle Symbole gleich groß sein und darf den Abstand $T_A$ zweier Abtastwerte nicht überschreiten.
2. Die Sendesignale sind so auszuwählen, daß sie, optimal an den Übertragungskanal angepaßt, gut unterscheidbar und damit möglichst unempfindlich gegen Störungen sind.
3. Damit eine einfache Auswertung der Sendesignale im Empfänger möglich ist, dürfen die signifikanten Unterschiede für alle Symbole nur in einem Parameter enthalten sein, z. B. der Amplitude, Frequenz oder Phase.

Besonders einfach wird die Realisierung, wenn die Sendesignale aus einer Anzahl von n Codesymbolen oder Codeelementen zusammengesetzt werden. Sollen z. B. s = 100 Nachrichtensymbole oder Quantisierungsstufen übertragen werden, so kommt man im Dezimalsystem (Basis b = 10) mit 10 verschiedenen Codesymbolen aus, von denen je zwei zu einem Codewort zusammengefaßt werden.

Bezeichnet man die zehn Codesymbole mit den Ziffern 0 ... 9, so entsprechen alle aus zwei Codesymbolen bestehenden Kombinationen den Zahlen 00 bis 99 (00, 01, 02, 03, ..., 09, 10, 11, ..., 98, 99). Auf diese Weise gelingt es, das Problem der Auswahl von übertragungstechnisch günstigen Sendesignalen in zwei Teilaufgaben zu zerlegen, wobei die erste Aufgabe den Zusammenhang zwischen dem Alphabet der s Nachrichtensymbole und dem Alphabet der b Codeelemente oder Codesymbole herstellt und Codierung genannt wird. Die Zuordnungsvorschrift, die die beiden Alphabete miteinander verknüpft, nennt man Code; eine Folge von n Codesymbolen bezeichnet man als Codewort. Die zweite Teilaufgabe wird allgemein Signalumsetzung genannt und besteht darin, die Codesymbole in Sendesignale umzusetzen, die für die Übertragung besonders geeignet sind. Diese Aufgabe wird im nächsten Abschnitt behandelt.

Allgemein kann man mit b Codesymbolen

$$s = b^n \tag{39}$$

Quantisierungsstufen oder Nachrichtensymbole umcodieren. Dabei bestehen die Codeworte aus je n Codesymbolen. Für 10 Codesymbole und eine Codewortlänge von n = 2 erhalten wir als maximal codierbare Anzahl von Nachrichtensymbolen bzw. Quantisierungsstufen:

$$s = 10^2 = 100$$

Für viele technische Probleme ist aber die Zahl von 10 Codesymbolen, die im letzten Beispiel benutzt wurden, bereits zu groß, da die Störsicherheit der Übertragung, wie wir später noch sehen werden, mit wachsender Anzahl von Codesymbolen abfällt.

Bei den heutigen PCM-Systemen wird deshalb meist eine binäre Codierung angewandt, d.h. das Code-Alphabet dieser Systeme besteht aus b = 2 Codesymbolen, die mit "0" (Null) und "1" (Eins) (gelegentlich auch mit "0" und "L") bezeichnet werden. Für die zeichnerische Darstellung der beiden Symbole wollen wir annehmen, daß dem Symbol "0" eine Amplitude von Null Volt und dem Symbol "1" eine Amplitude von $+A_s$ entspricht. Für das Beispiel nach Bild 15 (2. Codierung) mit 8 Quantisierungsstufen bzw. Nachrichtensymbolen (s = 8) benötigen wir bei einer binären Codierung Codeworte der Länge n = 3 ($2^3 = 8$), so daß die folgenden acht Codeworte entstehen:

000, 001, 010, 011, 100, 101, 110, 111.

Die Zuordnung zwischen den Codeworten und den quantisierten Abtastwerten ist prinzipiell willkürlich. Allerdings kann der Einfluß der Übertragungsstörungen von der Wahl dieser Zuordnung abhängig sein.

Für die folgenden Überlegungen wollen wir annehmen, daß dem niedrigsten Stufenmittelwert das Codewort 000 zugeordnet wird und daß den weiteren Stufen die Codeworte in der Reihenfolge ihres steigenden Wertes zugeordnet werden (Dualcode). Unter dem Wert eines Codewortes verstehen wir dabei denjenigen Zahlenwert, der sich ergibt, wenn wir das Codewort als eine Zahl mit der Basis b = 2 interpretieren. Für die binäre und die dazugehörige äquivalente dezimale Darstellung der Codeworte gilt z.B.:

$$101 \triangleq 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 = 5$$

Man kann das Nachrichtensignal von Bild 15 (2. Codierung) bei etwa gleichen Quantisierungsverzerrungen auch mit einem ternä-

ren Code (b = 3) codieren. In diesem Fall sind für 9 Stufen nur Codeworte der Länge n = 2 ($9 = 3^2$) notwendig. Diese Codierung der Nachrichtensymbole mit den Stufennummern 0 ... 8 zeigt die nachfolgende Tabelle 1:

Tabelle 1: Beispiel für eine ternäre Codierung der quantisierten Abtastwerte

| Stufennummer | Wert | Codewort |
|---|---|---|
| 0 | $0 \cdot 3^1 + 0 \cdot 3^0$ | 00 |
| 1 | $0 \cdot 3^1 + 1 \cdot 3^0$ | 01 |
| 2 | $0 \cdot 3^1 + 2 \cdot 3^0$ | 02 |
| 3 | $1 \cdot 3^1 + 0 \cdot 3^0$ | 10 |
| 4 | $1 \cdot 3^1 + 1 \cdot 3^0$ | 11 |
| 5 | $1 \cdot 3^1 + 2 \cdot 3^0$ | 12 |
| 6 | $2 \cdot 3^1 + 0 \cdot 3^0$ | 20 |
| 7 | $2 \cdot 3^1 + 1 \cdot 3^0$ | 21 |
| 8 | $2 \cdot 3^1 + 2 \cdot 3^0$ | 22 |

Wie wir bei der Erörterung der Quantisierung festgestellt haben, benötigt man für die Übertragung von Sprache in guter Qualität 100 oder mehr Amplitudenstufen. Dementsprechend benötigt man bei Verwendung eines binären Codes (b = 2) mindestens 7 Codesymbole pro Codewort, mit deren Hilfe 128 Quantisierungsstufen codiert werden können. Wird ein ternärer Code verwendet, so können mit 5 Codeelementen maximal 243 Quantisierungsstufen codiert werden (b = 3, n = 5, s = 243).

## 1.6 *Signalumsetzung (Modulation)*

Die Signale, die am Ausgang des Codierers auftreten und die einzelnen Codeelemente repräsentieren, sind in der Regel für eine direkte Übertragung nicht geeignet, so daß meist eine Signalumsetzung notwendig ist. Die Aufgabe dieser Signalumsetzung ist es, die Signale des Codierers so umzuwandeln, daß sie in Form und Frequenzbereich gut an den Übertragungskanal angepaßt sind.

In den Beispielen a bis e von Bild 16 ist die charakteristische Größe für die Symbole "0" und "1" je eine bestimmte Sendesignalamplitude, weshalb diese Signalumsetzung Amplitudenumtastung genannt wird. In technischen Systemen unterscheidet man zwei Varianten der Amplitudenumtastung, die bipolare und die unipolare Umtastung. Bei der bipolaren wird dem Codesymbol "1" die Amplitude $+\frac{A_S}{2}$ und dem Symbol "0" die Amplitude $-\frac{A_S}{2}$ zugeordnet, d.h. die Amplitude des Sendesignals wird symmetrisch zur Nullinie getastet, was zur Folge hat, daß das Sendesignal $u_S$ gleichstromfrei ist, wenn man voraussetzt, daß die Codesymbole "1" und "0" mit gleicher Wahrscheinlichkeit auftreten.

Bild 16a zeigt eine Folge von bipolaren und Bild 16b von unipolaren Codesymbolen, bei der dem Codesymbol "1" die Amplitude $+ A_S$ und dem Symbol "0" die Amplitude 0 zugeordnet wird; dieses Signal enthält prinzipiell einen Gleichstromanteil.

Geht die Amplitude während der Symboldauer $T_S$ nicht auf den Grundwert "0" zurück, so spricht man von einem "Non Return to Zero"-Signal (NRZ-Signal, siehe Bild 16a und b).

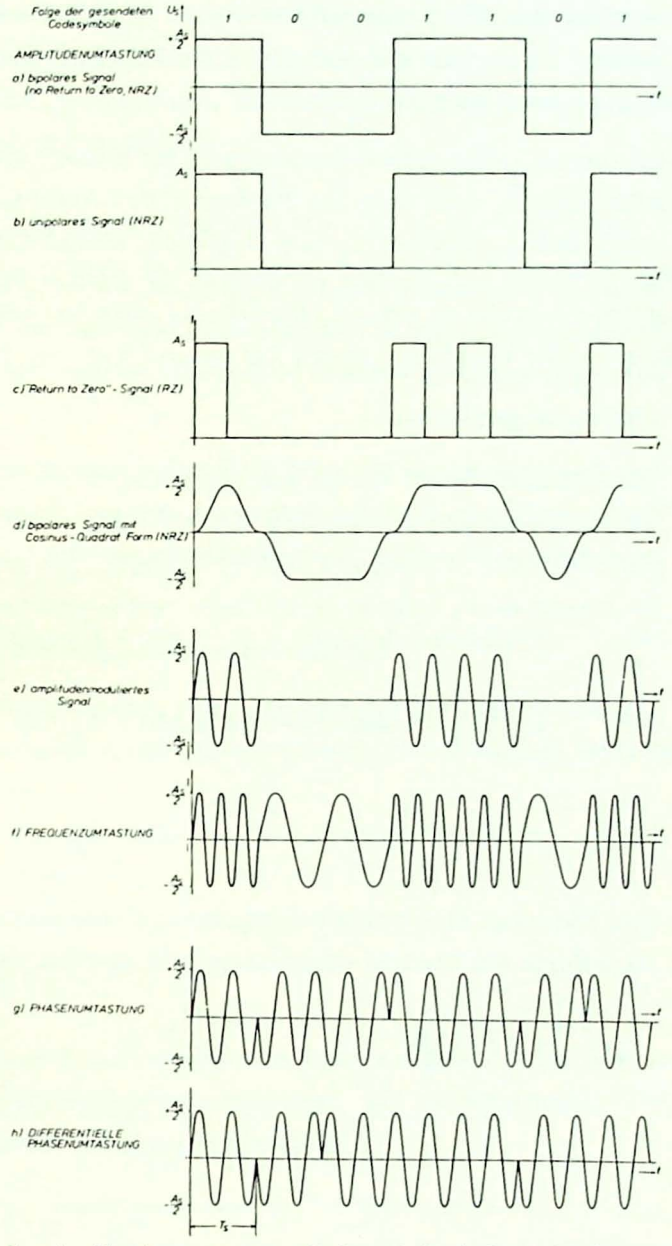



Bild 16: Möglichkeiten der Signalumsetzung von Codesymbolen in Sendesignale

Fällt die Amplitude während der Dauer $T_S$ auf den Grundwert 0 zurück, so spricht man von einem "Return to Zero"-Signal (RZ-Signal, siehe Bild 16c).

Die Impulsbreite dieses Sendesignals ist kleiner als diejenige der NRZ-Signale, außerdem ist die Anzahl der Amplitudenübergänge von 0 nach $A_S$ und von $A_S$ nach 0 größer, so daß die benötigte Kanalbandbreite nahezu doppelt so groß ist wie bei NRZ-Signalen. Dieser Nachteil der RZ-Signale wird bei manchen Anwendungen durch die leichtere technische Realisierbarkeit dieses Verfahrens wieder ausgeglichen.

Der Rechteckimpuls ist nicht die einzige Impulsform, die für die Übertragung von digitalen Signalen in Frage kommt. Häufig werden auch die folgenden Impulsformen verwendet (Bild 17):

(40) a) Cosinus-Impuls $u(t) = A_S \cdot \cos(2\pi \frac{t}{T_S})$

(41) b) Cosinus-Quadrat-Impuls $u(t) = A_S \cdot \cos^2(2\pi \frac{t}{T_S})$

(42) c) Gauß-Impuls $u(t) = A_S \cdot e^{-\pi (\frac{t}{T_S})^2}$

Bild 16d zeigt eine Folge von bipolaren Codesymbolen, wobei als Signalform ein Cosinus-Quadrat-Impuls gewählt wurde.

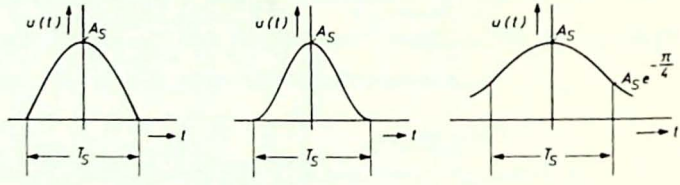



Bild 17: Impulsformen

Die Amplitudenumtastung ist eine einfache und oft angewandte Übertragungsart bei PCM. Da bei dieser Übertragungsart keine weitere Modulation stattfindet, bezeichnet man sie als Basisbandübertragung der PCM-Signale.

Moduliert man die Signale von Bild 16a - d, so wird das PCM-Basisband je nach Wahl des Trägers in eine andere Frequenzlage umgesetzt. Bild 16e zeigt ein Beispiel für ein amplitudenmoduliertes Signal, bei dem der Träger mit einem unipolaren NRZ-Signal 100 %ig moduliert wurde.

Eine zweite Art der Signalumsetzung ist die Frequenzumtastung, bei der dem Codesymbol "0" eine Frequenz $f_1$ (Kennfrequenz des 1. Trägers) und dem Symbol "1" eine Frequenz $f_2$ (Kennfrequenz des 2. Trägers) zugeordnet wird. Bild 16f zeigt einen Ausschnitt aus einer frequenzumgetasteten Symbolfolge.

Aus den Kennfrequenzen $f_1$ und $f_2$ können die Mittenfrequenz $f_\mu$ und der Frequenzhub $\Delta f$ des frequenzmodulierten Signals bestimmt werden:

$$f_\mu = \frac{f_1 + f_2}{2} \tag{43}$$

$$\Delta f = \frac{1}{2}(f_2 - f_1) \tag{44}$$

Da sich durch das Einschwingen des Signals von der einen Frequenz auf die andere das Spektrum verbreitert, gilt näherungsweise für die praktisch benötigte Kanalbandbreite:

$$B_G \approx 2\,(\Delta f + \frac{1}{T_S}) \tag{45}$$

Bild 16g zeigt eine weitere Signalart, die Phasenumtastung, bei der eine "0" der Trägerphase $0^{o}$ und eine "1" der Trägerphase $180^{o}$ entspricht. Durch die Einschwingvorgänge, die von einer Phasenlage zur anderen überleiten, verbreitert sich auch hier das Spektrum des phasenmodulierten Signals.

Bei Phasenumtastung werden die Symbole nur dann richtig erkannt, wenn dem Empfänger die Anfangsphase der Trägerfrequenz des Senders bekannt ist (Referenzsignal). Ist z. B. die Phase der Empfänger-Referenzfrequenz um $180^{o}$ gegen die Phase der Trägerfrequenz des Senders verschoben, so wird die inverse Information empfangen ("0" und "1" werden vertauscht). Diese Schwierigkeit wird durch die Anwendung der Differenzphasenumtastung umgangen. Bei dieser Modulationsart dient nicht die Phasenlage des Trägers als Kriterium für die Demodulation der gesendeten Information, sondern die Phasenänderung zwischen zwei aufeinanderfolgenden Symbolen. Dabei kann man folgende Zuordnung wählen: soll eine binäre "0" gesendet werden, so ändert man die Phasenlage gegenüber dem vorhergehenden Zeichen um $180^{o}$, bei einer binären "1" wird die Phase beibehalten (siehe Bild 16h). Eine "0"-Folge wird dann abwechselnd durch die Phasenlagen 0 und $180^{o}$ dargestellt.

## 1.7 *Übertragungskanal*

### 1.7.1 Signalregeneration und Regenerativverstärker

Das Signal $u_M$ am Ausgang des Übertragungsmediums, z. B. eines Kabels, wird durch den Frequenzgang $G_M(f)$ des Übertragungsmediums in der Amplitude und Phase verzerrt (siehe Bilder 18, 19 und

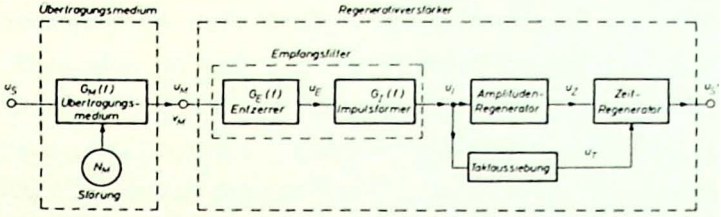



Bild 18: Ausschnitt aus dem Übertragungskanal: Übertragungsmedium und Regenerativverstärker

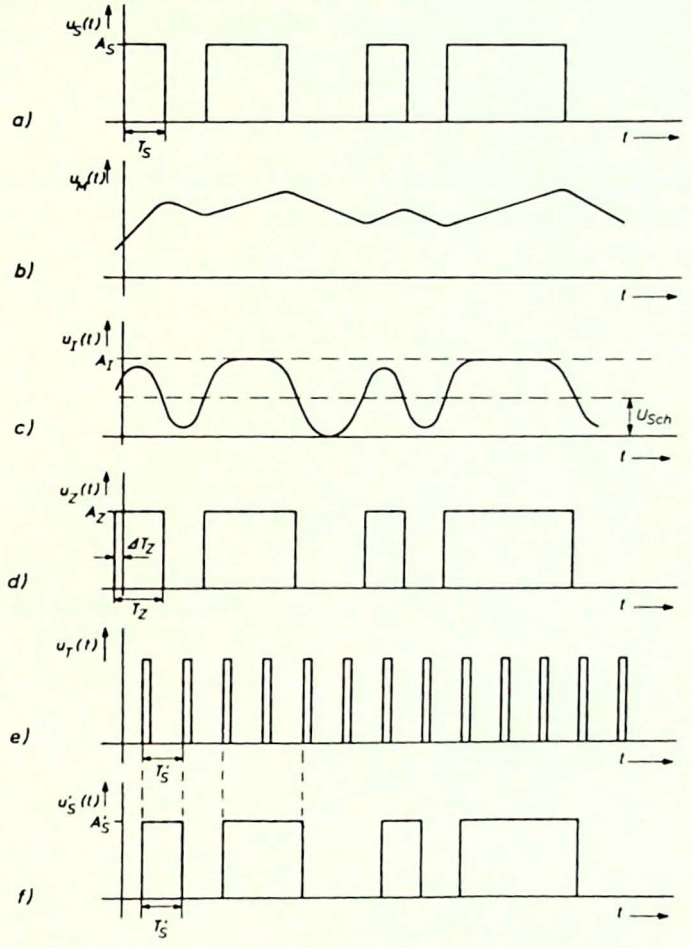



Bild 19: Signalverläufe im Regenerativverstärker

20). Außerdem enthält dieses Signal eine Störspannung $v_M$, die in den Kanal eingedrungen ist und sich dem Nutzsignal überlagert. Zur Wiederherstellung oder Regeneration des gesendeten Signals wird $u_M$ einem Regenerativverstärker zugeleitet. Dieser besteht aus einem Entzerrer, einem Filter zur Impulsformung und Einrichtungen zur Amplituden- und Zeitregenerierung. Der Entzerrer hat die Aufgabe, die Dämpfungs- und Phasenverzerrungen des Übertragungsmediums auszugleichen. Im Idealfall gilt:

$$G_M(f) \cdot G_E(f) = \text{const.}, \tag{46}$$

d.h. der Frequenzgang des Entzerrers verläuft invers zum Frequenzgang des Übertragungsmediums.

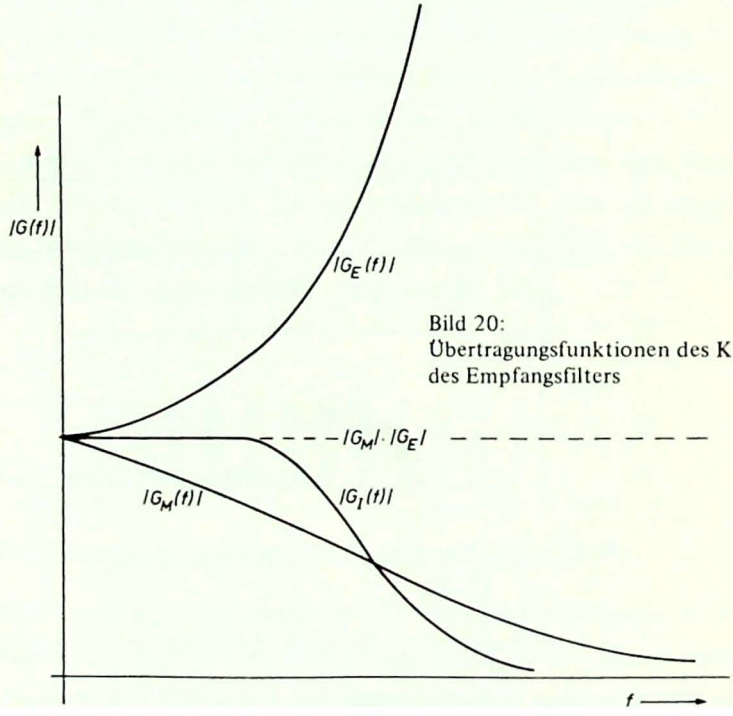



Bild 20:
Übertragungsfunktionen des Kanals und des Empfangsfilters

Ist diese Forderung erfüllt, so bedeutet das, daß sich $u_E$ und $u_S$ nur noch durch die Störungen unterscheiden. Im folgenden Filter $G_I(f)$ wird dann die gewünschte Impulsform (z. B. $\cos^2$-Impuls) $u_I(t)$ erzeugt, und es werden die höherfrequenten (u. U. auch niederfrequenten) Störanteile unterdrückt, die außerhalb des Frequenzbereichs des Nutzsignals liegen. Für die gesamte Übertragungsfunktion von Kanal und Empfangsfilter eines Übertragungssystems gilt:

$$G_G(f) = G_M(f) \cdot G_E(f) \cdot G_I(f) \tag{47}$$

Hat $G_G(f)$ Tiefpaßcharakter, so gilt für die Bandbreite des Übertragungssystems:

$$B_G = \frac{1}{G_G^2(0)} \int_0^\infty G_G^2(f)\, df \tag{48}$$

Nach dieser Bandbreitendefinition bezeichnet man $B_G$ als die äquivalente Rauschbandbreite des Übertragungssystems. Sie ist identisch mit der Bandbreite eines idealen Rechtecktiefpasses, an dessen Ausgang dieselbe Rauschleistung auftreten würde wie beim realen Filter, wenn am Eingang eine Rauschquelle mit weißem Spektrum liegt.

Wenn die Übertragung nur geringen Störeinflüssen unterliegt, kann man die Bandbreite $B_G$ groß wählen, so daß die Signalform am Ausgang des Impulsformers der Sendesignalform sehr ähnlich wird. Bei stärkeren Störungen ist dies jedoch nicht sinnvoll, weil der Störeinfluß mit steigender Bandbreite zunimmt. In diesem Fall versucht man, die Bandbreite $B_G$ so weit wie möglich zu reduzieren, um damit auch die Störleistung $N_I$ am Ausgang des Impuls-

formers zu verringern. Wird die Bandbreite aber zu niedrig gewählt, so können Einzelsymbole des Signals $u_I$ nicht voll einschwingen (siehe Bild 19). Im Amplitudenregenerator wird $u_I$ mit einer festen Schwellenspannung $U_{Sch}$ verglichen, wobei allen Amplituden, die oberhalb von $U_{Sch}$ liegen, eine logische "1" und allen Amplituden unterhalb eine logische "0" zugeordnet wird (siehe Bild 19c und d). Werden die Amplituden infolge der zu geringen Bandbreite verkleinert, so reichen Störamplituden entsprechend geringerer Größe aus, um einen Übertragungsfehler zu verursachen. Zwischen den Extremfällen, zuviel Störungen durch zu große Bandbreite und geringe Störleistung bei zu kleinen Amplituden von $u_I$ durch zu kleine Bandbreite, gibt es eine optimale Bandbreite, bei der der Einfluß der Störungen am geringsten ist und im Ausgangssignal des Amplitudenregenerators die geringste Anzahl von falschen Symbolen auftritt. Unter diesem Gesichtspunkt gibt es nicht nur eine optimale Bandbreite, sondern auch eine optimale Impulsform, bei der der Einfluß der Störungen gegenüber anderen Impulsformen bei gleicher Bandbreite am geringsten ist.

Eine anschauliche Darstellung dieses Sachverhaltes liefert das "Augenmuster" ("eye-pattern"), das man erhält, wenn man die empfangenen Impulse einer langen Symbolfolge, jeweils um $T_s$ verschoben, übereinander zeichnet, wie das z. B. mit einem Oszillographen möglich ist. Bild 21 zeigt drei verschiedene "Augenmuster", die sich in der Bandbreite und Impulsform unterscheiden. Es ist zu erkennen, daß die vertikale Augenöffnung $U_{Auge}$ außer von der Bandbreite auch noch von der gewählten Impulsform abhängig ist. Bei geeigneter Impulsform und relativ kleiner Bandbreite kann man noch eine recht große Augenöffnung $U_{Auge}$ erreichen, wenn man in Kauf nimmt, daß sich die horizontale Augenöffnung $t_{Auge}$ verkleinert. Dies bringt jedoch den Nachteil mit sich,

daß geringe zeitliche Verschiebungen des Abtasttaktes durch Störungen (Jitter genannt) zu einer bedeutend größeren Fehlerrate führen.

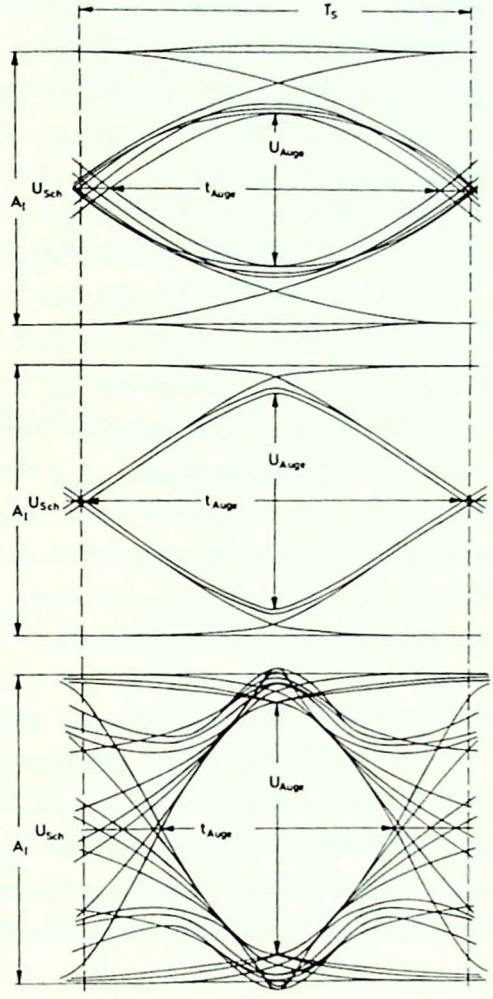



Bild 21: Augenmuster („eye-pattern") bei verschiedenen Bandbreiten; a) kleine Bandbreite; b) große Bandbreite; c) veränderte Impulsform

Die Taktaussiebung hat die Aufgabe, aus dem Signal am Ausgang des Impulsformers ein Taktsignal $u_T$ zu erzeugen, dessen Vorderflanke genau mit den Impulsmitten des Signals $u_Z$ übereinstimmt. Im Prinzip kann dies mit einem Schmalbandpaßfilter geschehen, dessen Mittenfrequenz möglichst genau auf die Folgefrequenz der Symbole $u_I$ am Ausgang des Impulsformers abgestimmt ist. Im allgemeinen wird dies aber umso schwieriger, je größer die zeitliche Schwankung des Signals $u_I(t)$ bei der Schwellenspannung ist, so daß bei einer Impulsformung mit einem Augenmuster nach Bild 21c aufgrund der größeren Empfindlichkeit gegen Taktschwankungen auch noch die Schwierigkeiten bei der Erzeugung eines genauen Taktes hinzukommen. Daraus geht hervor, daß bei der praktischen Realisierung eines Regenerativverstärkers die Impulsform und die Bandbreite $B_G$ so gewählt werden müssen, daß bei mittlerer Störleistung und mittlerer Augenöffnung $U_{Auge}$ die zeitliche Öffnung des Auges $t_{Auge}$ nicht zu klein wird und somit der technische Aufwand für die Taktaussiebung in Grenzen gehalten werden kann. Im Zeitregenerator soll das Ausgangssignal $u_Z$ des Amplitudenregenerators, dessen Impulse in der Breite zeitlich schwanken, so geformt werden, daß alle Symbole wieder die Solldauer $T'_S \approx T_S$ haben. Dazu wird das Signal $u_Z(t)$ abgetastet, wobei jede "1" einen Impuls auslöst, dessen Dauer mit Hilfe des Taktsignals $u_T$ auf den Sollwert $T'_S$ gebracht wird. Da die Sendeimpulse etwa in der Symbolmitte des jeweiligen Impulses am Amplitudenregenerator beginnen, ist das Sendesignal gegenüber $u_Z(t)$ um $T'_S/2$ verzögert. Die Genauigkeit der zeitlichen Lage des Ausgangssignals ist also wesentlich von der Genauigkeit des Taktsignales $u_T$ abhängig.

### 1.7.2 Störungen und Störabstand

Bei jeder Nachrichtenübertragung treten Störungen auf, die entweder im System selbst entstehen, wie das thermische Rauschen, oder die von außen in den Kanal eindringen, z.B. Niederfrequenzstörungen oder Signale von räumlich oder zeitlich benachbarten Kanälen (Nebensprecher). Teile dieser Störungen lassen sich zwar unterdrücken, wenn man die Bandbreite $B_G$ optimal wählt. Völlig vermeiden kann man sie jedoch meist nicht.

Zur Charakterisierung der effektiv wirksamen Störung bildet man aus den Signalen am Ausgang des Empfangsfilters den Quotienten von Signalleistung zu Störleistung, der kurz Störabstand genannt wird. Bezeichnet man die Amplitude (Spitze-Spitze) des Signals $u_I$ am Ausgang des Empfangsfilters mit $A_I$ und die maximale Störamplitude (einfacher Spitzenwert) mit $V_{I,\,max}$, so gilt für die Leistungen:

$$S_I = f_I(A_I,\ B_G) \qquad \text{(Signalleistung)}$$

(49)

$$N_I = h_I(V_{I,\,max},\ B_G) \qquad \text{(Störleistung)}$$

Die Funktion $f_I$ wird bestimmt durch die Form der Sendeimpulse, die Flanke des Empfangsfilters (Impulsform) und die Häufigkeit der "1" im Signal. Die Funktion $h_I$ wird bestimmt durch die Form der nach dem Empfangsfilter auftretenden (deterministischen) Störungen. Zur Vereinfachung sollen im folgenden einige ideale Impulsformen und einige idealisierte deterministische Störsignale angenommen werden.

Sind die Funktionen $f_1$ und $h_I$ bekannt, so kann der Störabstand berechnet werden:

$$\frac{S_I}{N_I} = \frac{f_I(A_I,\ B_G)}{h_I(V_{I,\,max},\ B_G)}$$

(50) oder

$$Q_I = 10 \lg \left(\frac{S_I}{N_I}\right) \text{dB}$$

Aus Bild 21 geht hervor, daß Störamplituden $V_{I,\,max}$, die kleiner sind als die halbe Augenöffnung $U_{Auge}$, sicher keine Übertragungsfehler verursachen, wenn die Schwellenspannung $U_{Sch}$ und der Abtastzeitpunkt optimal gewählt werden. Für den Störabstand bedeutet dies, daß eine Übertragung sicher störungsfrei ist, wenn ihr Störabstand oberhalb des Grenzwertes

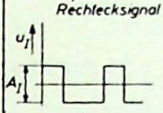
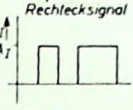
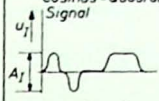
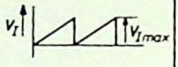
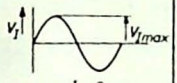
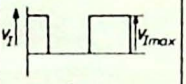
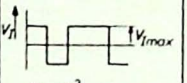
$$(51) \qquad \left(\frac{S_I}{N_I}\right)_{Gr.} = \frac{f_I(A_I,\ B_G)}{h_I(U_{Auge}/2,\ B_G)}$$

liegt. (Der Einfachheit halber soll angenommen werden, daß die Übertragung auch dann noch störungsfrei ist, wenn der tatsächliche Störabstand mit dem Grenzstörabstand übereinstimmt.)

Ein Übertragungssystem ist also gegen ein bestimmtes Störsignal umso störunempfindlicher, je kleiner sein Grenzstörabstand ist. Setzt man voraus, daß die Signale $u_I$ am Ausgang des Empfangsfilters näherungsweise voll einschwingen, so kann die Augenöffnung $U_{Auge}$ durch $A_I$ ersetzt werden.

Tabelle 2 zeigt den Grenzstörabstand für einige einfache Signalformen, wobei angenommen wurde, daß die Wahrscheinlichkeit für das Auftreten einer "1" und einer "0" gleich groß ist. Die berechneten Zahlenwerte zeigen, daß bei gleicher Signalleistung und

Tabelle 2: Grenzstörabstand verschiedener Impulsformen bei periodischen Störungen und Nebensprechstörungen durch benachbarte PCM-Kanäle

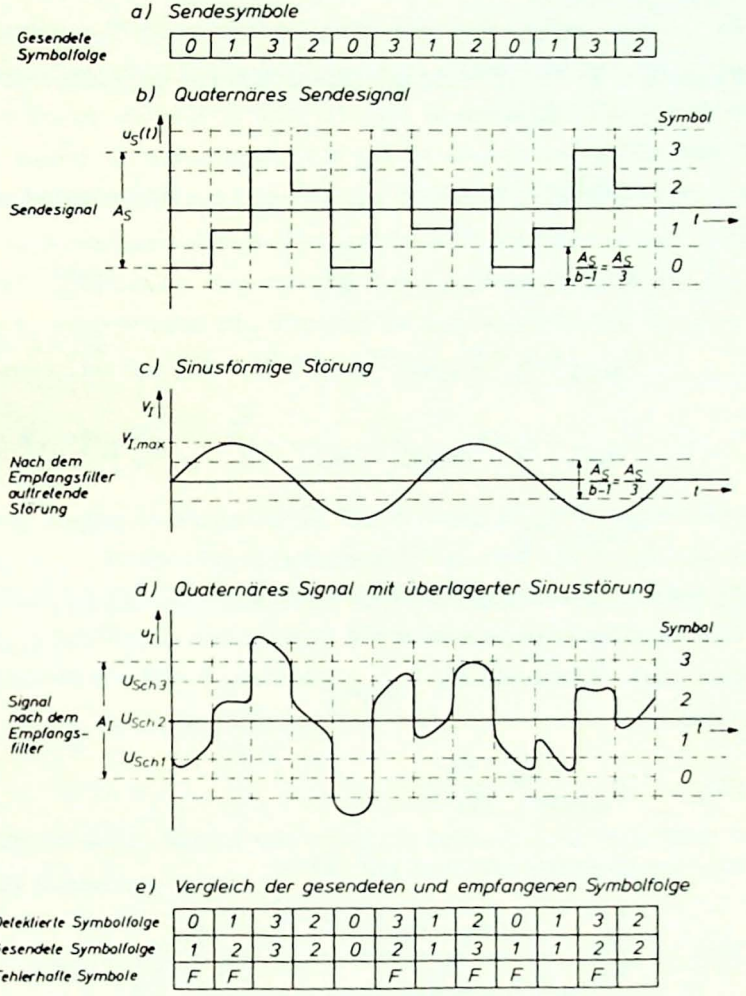
| Signalform / Signalleistung | Bipolares Rechtecksignal<br>  <br>$S_I = \frac{1}{4} A_I^2$ | Unipolares Rechtecksignal<br>  <br>$S_I = \frac{1}{2} A_I^2$ | Bipolares Cosinus-Quadrat-Signal<br>  <br>$S_I = \frac{3}{32} A_I^2$ |
|---|---|---|---|
| Grenzstörabstand | $\left(\frac{S_I}{N_I}\right)_{Gr}$ $Q_I$ / dB | $\left(\frac{S_I}{N_I}\right)_{Gr}$ $Q_I$ / dB | $\left(\frac{S_I}{N_I}\right)_{Gr}$ $Q_I$ / dB |
| Sägezahn-Störung<br>  <br>$N_I = \frac{1}{3} V_{I,max}^2$ | 3 4,8 | 6 7,8 | $\frac{9}{8}$ 0,55 |
| Sinus-Störung<br>  <br>$N_I = \frac{1}{2} V_{I,max}^2$ | 2 3 | 4 6 | $\frac{3}{4}$ -1,25 |
| Unipolare Störung<br>  <br>$N_I = \frac{1}{2} V_{I,max}^2$ | 2 3 | 4 6 | $\frac{3}{4}$ -1,25 |
| Bipolale Störung<br>  <br>$N_I = V_{I,max}^2$ | 1 0 | 2 3 | $\frac{3}{8}$ -4,25 |

gleicher Störeinwirkung die Störleistung bei einer unipolaren Übertragung nur halb so groß sein darf wie bei einer bipolaren. Dies ist verständlich, wenn man berücksichtigt, daß die unipolaren Signale einen Gleichstromanteil enthalten, der zur Unterscheidung

der übertragenen Information keinen Beitrag leistet. Wie man an den Formeln von Tabelle 2 unschwer erkennt, ist für gleiches $A_I$ die Signalleistung des unipolaren Signals doppelt so groß, während die cosinusquadratförmigen Signale nur 3/8 der Leistung der bipolaren Rechtecksignale benötigen, so daß ihr Grenzstörabstand um 4, 25 dB niedriger liegt. Die geringste Signalleistung benötigen sehr schmale bipolare Nadelimpulse, deren Impulsbreite gegenüber der Symboldauer $T_S$ sehr klein ist. Trotz des sehr geringen Grenzstörabstandes sind solche Symbolformen aber für die Übertragung nicht geeignet, da sie eine sehr große Bandbreite benötigen, was ein starkes Anwachsen der Störleistung zur Folge hat. Außerdem reicht bei dieser Signalform eine geringe zeitliche Verschiebung des Abtasttaktes bereits aus, um die Übertragung total zu stören. Im Grenzstörabstand werden diese Zusammenhänge allerdings nicht berücksichtigt, da er nur eine Aussage darüber liefert, wie gut eine bestimmte Signalform in der Lage ist, eine charakteristische Störung zu unterdrücken.

Von den Störungen her gesehen zeigt sich, daß die sägezahnförmigen Störungen am "gefährlichsten" sind, d.h. daß sie für eine fehlerfreie Übertragung bei gleicher Störleistung und vergleichbaren Übertragungsbedingungen eine größere Signalleistung erfordern als die übrigen behandelten Störungen. An zweiter bzw. dritter Stelle folgen die sinusförmigen und die unipolaren Störungen, während sich die bipolaren Störsignale als relativ unkritisch erweisen. So darf z.B. bei einer Übertragung mit bipolaren Rechtecksignalen die Störleistung nahezu genauso groß sein wie die Signalleistung. Bei einer bipolaren Übertragung mit cosinusquadratförmigen Signalen darf die Störleistung sogar nahezu um den Faktor 8/3 über der Signalleistung liegen.

Bild 22 zeigt ein Beispiel für die Übertragung eines quaternären Sendesignals $u_S(t)$ mit den Sendesymbolen "0", "1", "2" und "3" (b = 4). (b ist die Stufenzahl oder Wertigkeit des digitalen Signals. Sie gibt an, wieviele verschiedene Sendesymbole die Übertragung umfaßt.) Der Regenerator tastet den Signalverlauf $u_I(t)$ am Aus-




| | | | | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Detektierte Symbolfolge | 0 | 1 | 3 | 2 | 0 | 3 | 1 | 2 | 0 | 1 | 3 | 2 |
| Gesendete Symbolfolge | 1 | 2 | 3 | 2 | 0 | 2 | 1 | 3 | 1 | 1 | 2 | 2 |
| Fehlerhafte Symbole | F | F | | | | F | | F | F | | F | |

Bild 22: Übertragung eines quaternären Sendesignals

gang des Empfangsfilters mit der Taktfrequenz $f_S' = 1/T_S'$ ab und entscheidet mit Hilfe von Amplitudenschwellen $U_{Sch1}$, $U_{Sch2}$, $U_{Sch3}$ darüber, welches Symbol er empfangen hat. Die Einstellung der Schwellen wird dabei so vorgenommen, daß die einzelnen Symbole auch bei Störungen möglichst gut unterscheidbar sind (siehe Tabelle 3).

Tabelle 3: Einstellung der Schwellwerte bei quaternären Signalen

| Amplitudenbereiche | empfangenes Symbol |
|---|---|
| $u_I < U_{Sch1}, (U_{Sch1} = -\frac{A_I}{3})$ | "0" |
| $U_{Sch1} \leq u_I < U_{Sch2}, (U_{Sch2} = 0)$ | "1" |
| $U_{Sch2} \leq u_I < U_{Sch3}, (U_{Sch3} = +\frac{A_I}{3})$ | "2" |
| $U_{Sch3} \leq u_I$ | "3" |

Ist dem empfangenen Signal eine Störung überlagert, so detektiert der Amplitudenregenerator die Signale nur dann richtig, wenn die maximale Störamplitude $V_{I,\,max}$ kleiner bleibt als die halbe Stufenhöhe:

$$V_{I,\,max} \leq \frac{A_I}{2(b-1)} \tag{52}$$

Für den Grenzstörabstand gilt dabei:

$$\left(\frac{S_I}{N_I}\right)_{Gr.} = \frac{f_I(A_I,\ B_G)}{h_I\left(\frac{A_I}{2(b-1)},\ B_G\right)} \tag{53}$$

Bild 22d zeigt das durch ein Sinussignal gestörte quaternäre Signal. Da die maximale Amplitude der Störung $V_{I, max}$ größer ist als die halbe Stufenhöhe, wird eine große Zahl von Sendesymbolen falsch detektiert (siehe Bild 22e).

### 1.7.3 Störungen durch weißes Rauschen

Im folgenden soll untersucht werden, welchen Einfluß weißes, gaußsches Rauschen auf die Übertragung hat. Obwohl weißes Rauschen in reiner Form nur selten auftritt, gibt es doch eine Reihe von Störquellen, deren Störprozesse recht gut durch weißes, gaußsches Rauschen angenähert werden können. Hinzu kommt, daß die Eigenschaften dieses Prozesses eine mathematische Behandlung vieler Probleme sehr erleichtern. Bei weißem Rauschen ist die gesamte Störleistung $N_I$ proportional zur Bandbreite des betrachteten Übertragungskanals, so daß gilt:

$$N_I = N_O B_G \tag{54}$$

$N_O$ ist die Rauschleistungsdichte der Störung mit der Dimension Watt pro Hz. Für die Wahrscheinlichkeit p, daß die Amplitude der Störung zu irgendeinem Zeitpunkt eine bestimmte Amplitude E überschreitet, gilt:

$$p = \frac{1}{2}\left[1 - \operatorname{erf}\left(\frac{E}{\sqrt{2 N_I}}\right)\right] \tag{55}$$

Die Funktion erf(x) wird Fehlerintegral genannt. Sie wird definiert durch die Gleichung

$$\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-z^2}\, dz \tag{56}$$

Eine tabellarische Darstellung dieser Funktion findet man in vielen Handbüchern und mathematischen Tabellenwerken, u.a. auch in [10]. Aus Gl. (55) geht hervor, daß bei gaußverteilten Störungen jede beliebig große Störamplitude auftreten kann, wenn auch die Wahrscheinlichkeit für ihr Auftreten sehr klein ist.

Die Angabe einer maximalen Störamplitude ist deshalb bei diesem Störprozeß nicht möglich, statt dessen ersetzt man bei den Gln. (49) und (50) $V_{I,\,max}$ durch den Effektivwert des Störsignals, so daß die Funktion $h_I$ die einfache Form von Gl. (54) annimmt.

Bei einer binären Übertragung läßt sich die Wahrscheinlichkeit, daß ein bestimmtes Symbol falsch detektiert wird, mit Hilfe von Gl. (55) berechnen, wenn man anstelle der Amplitude E die Amplitudendifferenz zwischen der Signalamplitude zum Abtastzeitpunkt und der Schwellenspannung $U_{Sch}$ einsetzt. Im allgemeinen ist dies ein recht schwieriges Unterfangen, da sich die Amplituden der einzelnen Symbole alle unterscheiden. Eine Näherung für die mittlere Fehlerwahrscheinlichkeit erhält man jedoch, wenn man für alle Amplituden die halbe Augenöffnung $U_{Auge}/2$ einsetzt, wobei man annimmt, daß alle Symbole in der Symbolmitte abgetastet werden. Da die tatsächlichen Amplituden aber bei vielen Symbolen größer sind als $U_{Auge}/2$, ist die mittlere Fehlerwahrscheinlichkeit sicher kleiner als der Wert der rechten Gleichungsseite:

$$(57) \qquad p < \frac{1}{2}\left[1 - \operatorname{erf}\left(\frac{U_{Auge}/2}{\sqrt{2N_I}}\right)\right]$$

Falls die Bandbreite relativ groß ist, so daß die Amplituden gut einschwingen, kann man die Signalamplituden näherungsweise durch die Amplitude $A_I$ ersetzen und erhält so die Ungleichung:

$$(58) \qquad p \geq \frac{1}{2}\left[1 - \operatorname{erf}\left(\frac{A_I/2}{\sqrt{2\,N_I}}\right)\right]$$

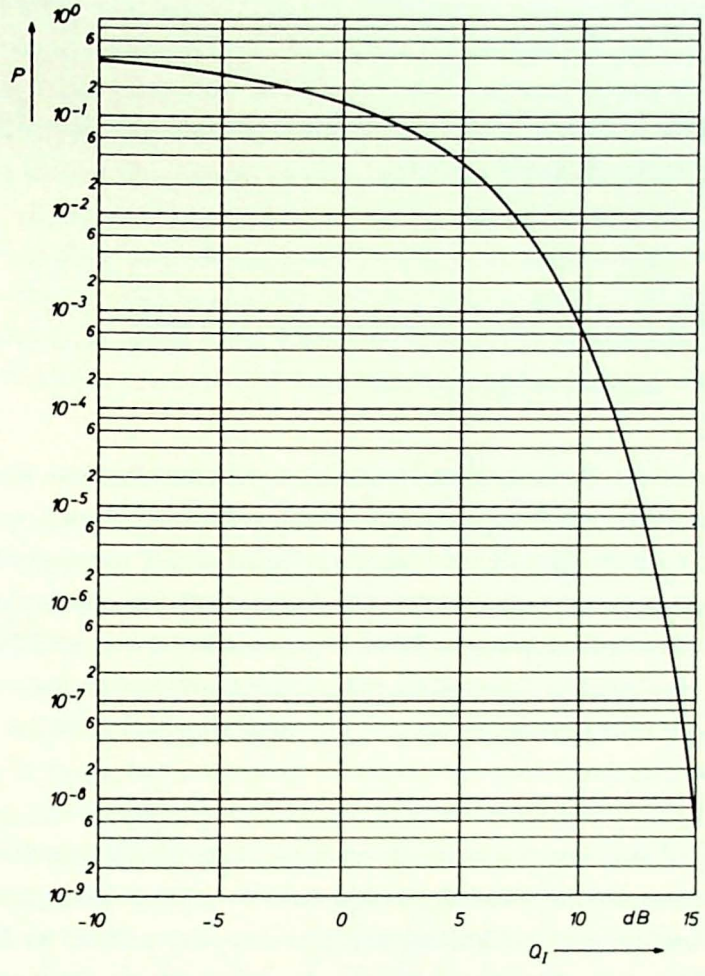



Bild 23: Symbolfehlerwahrscheinlichkeit einer binären PCM-Übertragung als Funktion des Kanalstörabstandes $Q_I$

Bei einer angenommenen Übertragung mit bipolaren Rechteck-Signalen kann man $A_I$ durch die Leistung $S_I$ nach Tabelle 2 und diese durch den Störabstand nach Gl. (50) ersetzen:

$$(59) \qquad p \geq \frac{1}{2}\left[1 - \operatorname{erf}\left(\sqrt{\frac{S_I}{2N_I}}\right)\right] = \frac{1}{2}\left[1 - \operatorname{erf}\left(\frac{1}{\sqrt{2}} \cdot 10^{Q_I/20}\right)\right]$$

Bild 23 zeigt die Fehlerwahrscheinlichkeit nach Gl. (59) als Funktion des Störabstandes $Q_I$.

## 1.8 *Decodierung, Synchronisierung und Signalrückgewinnung*

Auf der Empfangsseite werden im wesentlichen alle Signalumformungen und Operationen der Sendeseite noch einmal wiederholt, wobei die Signale die einzelnen Stufen in der umgekehrten Reihenfolge durchlaufen. Wegen der funktionellen Analogie der sende- und empfangsseitigen Einrichtungen können wir uns hier also auf eine geraffte Darstellung beschränken. Nach der Regenerierung wird das Empfangssignal $u'_S(t)$ umgesetzt in das codierte PCM-Signal $u'_C(t)$.

Auf die Signalrückumsetzung folgt dann die Decodierung, die das ankommende PCM-Signal $u'_C$ wieder in ein pulsamplitudenmoduliertes (PAM)-Signal $u'_K(t)$ rückverwandelt. Dabei muß der Decodierer jeweils alle Codesymbole, die zu einem Wort gehören, kennen, ehe er den entsprechenden PAM-Wert abgeben kann (Serien-Parallel-Wandlung). Der Empfänger muß zu diesem Zweck fest-

stellen können, welches Symbol aus der ankommenden Folge (Bitstrom) jeweils den Anfang eines Wortes darstellt. Wenn ihm z.B. bekannt ist, welche Stelle im PCM-Wort das erste übertragene Symbol einnahm, so kann er mit Hilfe einer Zählschaltung die Lage aller anderen Symbole bestimmen. Praktisch ist diese Methode jedoch nur begrenzt anwendbar, da jeder Zählfehler zur Folge hat, daß alle folgenden Codeworte falsch decodiert werden. Eine andere Möglichkeit zur Lösung dieses Problems ist die Blocksynchronisation. Bei diesem Verfahren werden im Sender beispielsweise 31 Codeworte zu einem Block zusammengefaßt, der bei einer Codewortlänge von 8 bit aus 248 Symbolen besteht. An jedem Blockanfang werden nun noch einige Codesymbole hinzugefügt (z.B. ein Wort mit 8 Symbolen und zwar bei jedem Blockanfang), wodurch die Symboldauer $T_S$ für alle Symbole etwas verkürzt werden muß.

Die zusätzlichen Symbole, die dem Empfänger bekannt sind, werden Synchronisierkombination genannt. Ihre Aufgabe besteht darin, dem Empfänger den Blockanfang zu markieren. Dieser enthält eine Zählschaltung, die jedes Codesymbol erfaßt und nach den 248 Informationssymbolen prüft, ob die folgenden Symbole mit der ihm bekannten Synchronisierkombination übereinstimmen. Ist dies der Fall, so wird die Prüfung der Synchronisierkombination erst wieder nach 248 Symbolen wiederholt. Entsprechen die ersten 8 Codesymbole am Blockanfang jedoch nicht der Synchronisierkombination, so prüft der Empfänger alle Symbole systematisch durch, bis er eine Symbolfolge findet, die der Synchronisierkombination entspricht und einen neuen Blockanfang markiert. Zeigt die Überprüfung der Synchronisierkombination am folgenden Blockanfang, daß auch diese Spur falsch ist, so wiederholt sich der Vorgang so lange, bis der Empfänger die richtige Synchronisationsspur gefunden

hat. Ist der Synchronismus erst einmal hergestellt, so kennt der Decodierer aufgrund des Zählerstandes den Anfang der Codeworte und kann so die entsprechenden PAM-Werte $u'_K$ erzeugen.

War das Nachrichtensignal kompandiert, so folgt auf den Decodierer ein Expander mit der inversen Kompressorkennlinie, an dessen Ausgang das expandierte PAM-Signal $u'_A$ auftritt.

Die Quantisierung der Abtastwerte kann selbstverständlich nicht mehr rückgängig gemacht werden, da der Empfänger keinerlei Information über die tatsächliche Größe der ursprünglichen Abtastwerte besitzt, weshalb es auf der Empfangsseite kein Gegenstück zur Quantisierung gibt. Das Nachrichtensignal $u'_N$ muß deshalb aus den empfangenen Abtastwerten rekonstruiert werden, wozu (ebenso wie bei der direkten Übertragung der PAM-Werte nach Abschnitt 1.2) ein Tiefpaß verwendet werden kann. Im Idealfall sind die Abtastimpulse sehr schmal, so daß sie näherungsweise durch Dirac-Impulse $\delta(t)$ beschrieben werden können, wie das auch für die Darstellung im Abschnitt 1.2 angenommen wurde. Geht man jedoch von der Annahme aus, daß die Abtastwerte durch schmale Rechteckimpulse der Breite $\Delta T = \alpha \cdot T_A$ dargestellt werden, so gilt für das Abtastsignal:

$$(61) \qquad u'_A(t) = \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} A_0 \cdot \alpha \cdot \mathrm{si}(\pi \nu \alpha) e^{j2\pi\nu f_A t} \cdot u'_N(t)$$

Der erste Teil dieses Ausdrucks beschreibt einen unmodulierten Puls nach Bild 24a, während der zweite die Höhe der jeweiligen Abtastimpulse bei einer Modulation angibt (Bild 24b). Wird z.B. ein Sinussignal

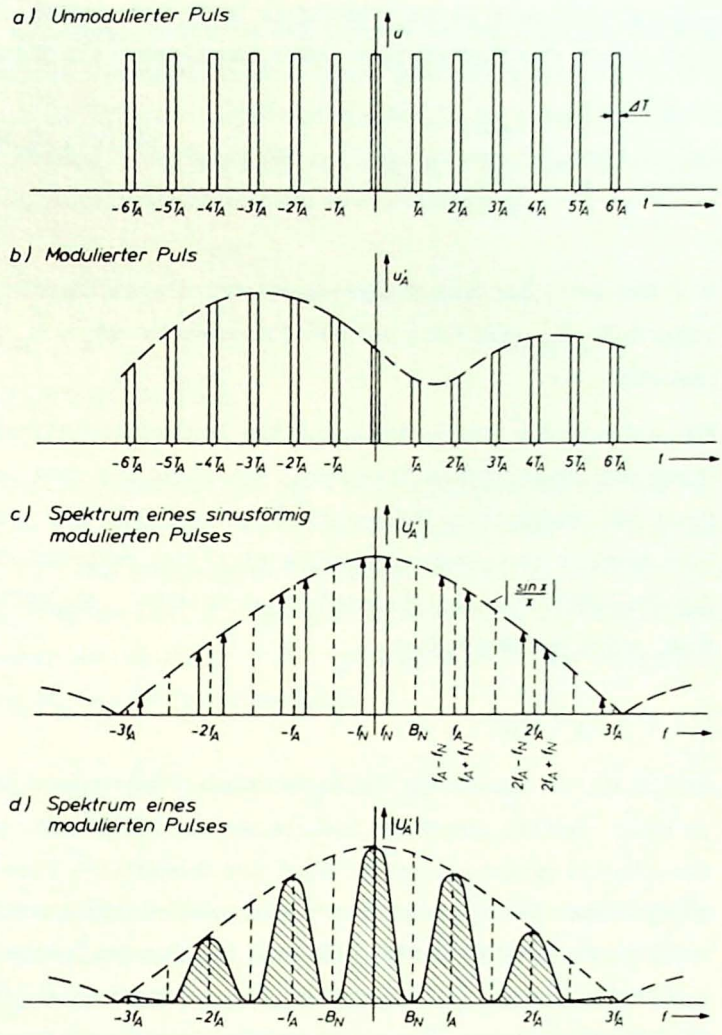



Bild 24: Pulse und ihre Spektren

$$u'_N = A_N e^{j2\pi f_N t} \tag{62}$$

übertragen, wobei die Quantisierungsverzerrungen und die Über-

tragungsstörungen vernachlässigbar klein sein sollen, so erscheint am Ausgang des Decodierers (oder Expanders) ein Signal der Form:

$$u'_A(t) = \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} A_N A_o \cdot \alpha \cdot \mathrm{si}(\pi \nu \alpha) e^{j2\pi(\nu f_A + f_N)t} \tag{63}$$

Bild 24c zeigt das Amplituden-Spektrum dieses Signals; es enthält außer bei $\pm f_N$ auch noch bei den Frequenzen $\nu f_A \pm f_N$ je eine Spektrallinie.

Ersetzt man die Sinusschwingung des Nachrichtensignals (Gl. (62)) durch ein ausgedehntes Spektrum, so erhält man das Gesamt-Spektrum des modulierten Pulses entsprechend Bild 24d. Es ist auch hier deutlich zu erkennen, daß die einzelnen Seitenbänder nur dann mit dem Spektrum des Nachrichtensignals $(0 \ldots B_N)$ übereinstimmen, wenn die Bedingung

$$f_A \geq 2 f_N$$

erfüllt ist, da sich sonst die Seitenbänder überlappen, was zur Folge hätte, daß die einzelnen Spektralanteile nicht mehr getrennt werden könnten (siehe Gl. (10)). Wird der modulierte Puls mit einem Tiefpaßfilter demoduliert, so muß seine Grenzfrequenz $B_K$ so gewählt werden, daß am Filterausgang nur das Nachrichtensignal (nulltes Seitenband) erscheint. Abhängig vom Tastverhältnis $\alpha$ überlagert sich dem Spektrum des Nachrichtensignals aber noch eine si-Funktion, die die hohen Frequenzen zusätzlich dämpft. Je kleiner $\alpha$ gewählt wird, desto geringer wird dieser störende Einfluß. Leider wird mit fallendem Tastverhältnis auch gleichzeitig die gesamte Amplitude des Nachrichtensignals $u'_N$ kleiner, so daß $\alpha$ nicht beliebig klein gemacht werden kann (siehe Gl. (63)). Läßt

man die Übertragungsfunktion des demodulierten Tiefpasses jedoch mit wachsender Frequenz in dem Maße ansteigen, in dem die si-Funktion der Gl. (63) die Amplituden dämpft, so kann damit die lineare Verzerrung, die durch die endliche Breite des Abtastimpulses entsteht, kompensiert werden (Preemphase).

## 1.9 *Übertragungsqualität*

Die Quantisierungsgeräusche, die Übertragungsfehler und die unvollkommene Realisierung der einzelnen Stufen eines Systems haben zur Folge, daß das empfangene Nachrichtensignal $u'_N(t)$ von dem gesendeten $u_N(t)$ abweicht. Ein geeignetes Kriterium zur Charakterisierung dieser Abweichung ist der quadratische Fehler oder die Störleistung $N'_N$ des Differenzsignals:

$$N'_N = \frac{1}{T_g} \int_{T_g} [u'_N(t) - mu_N(t - T_o)]^2 \, dt \tag{64}$$

$T_g$ bezeichnet dabei die gesamte Übertragungsdauer, während der Faktor m eine Verstärkung oder Dämpfung des Systems berücksichtigt. $T_o$ ist die gesamte Signallaufzeit des Übertragungssystems. Zusammen mit der Signalleistung $S'_N$ am Ausgang des Systems kann aus der Störleistung $N'_N$ der Störabstand

$$Q'_N = 10 \lg \frac{S'_N}{N'_N} \text{dB} \tag{65}$$

berechnet werden.

Sind mit Ausnahme der Quantisierungsgeräusche alle übrigen Störeinflüsse vernachlässigbar, so ist der Störabstand $Q'_N$ mit dem Quantisierungsgeräuschabstand identisch:

$$Q'_N = Q_Q$$

Für eine "ideal" kompandierte Übertragung mit n = 7 bit pro Abtastwert kann in diesem Fall der Störabstand über die Gl. (25) bestimmt werden:

$$\frac{S'_N}{N'_N} \approx \frac{S_Q}{N_Q} = 16\,383 \mathrel{\hat{=}} 42,14 \text{ dB} \tag{67}$$

Der Einfluß der Übertragungsstörungen ist z.B. in [1] und [12] behandelt. Für den Störabstand am Ausgang des Systems findet man dabei die einfache Formel (ausschließlicher Einfluß der Übertragungsstörungen):

$$Q'_N = 10 \lg \frac{1 - 4p(1-p)}{4p\,(1-p)} \tag{68}$$

Auf eine Ableitung dieser Beziehung soll hier verzichtet werden. Gl. (68) ist gültig für einen gewöhnlichen Binärcode (siehe Abschnitt 1.5), dessen Codeworte alle mit gleicher Wahrscheinlichkeit auftreten. p ist die Wahrscheinlichkeit, daß bei der Übertragung ein binäres Symbol gestört wurde. Sie läßt sich bei weißem Rauschen und bekanntem Kanalstörabstand mit Hilfe der Gl. (59) bestimmen.

Für Vergleiche verschiedener Modulationsverfahren mit unterschiedlicher Übertragungsbandbreite ist der auf $B_N$ bezogene Störabstand

$$(69) \qquad Q_B = 10 \lg \frac{S_I}{N_o \cdot B_N} = 10 \lg \frac{S_I}{N_o \cdot B_G} \cdot \frac{B_G}{B_N} = Q_I + 10 \lg \frac{B_G}{B_N}$$

besser geeignet als die Störabstandsdefinition $Q_I$ nach Gl. (50), weil es bei Systemvergleichen darauf ankommt, den Ausgangsstörabstand $Q'_N$ bei konstantem Verhältnis der Signalleistung $S_I$ zur Rauschleistungsdichte $N_o$ zu vergleichen. Damit das Verhältnis $S_I/N_o$ dimensionslos wird, multipliziert man den Nenner zweckmäßigerweise mit einer Frequenz, z.B. $B_N$, deren Wert bei allen zu vergleichenden Systemen übereinstimmt.

Bild 25 zeigt den Störabstand $Q'_N$ am Ausgang des PCM-Systems als Funktion des normierten Kanalstörabstandes $Q_B$ für verschiedene Codewortlängen n. Bei sehr schwachen Störungen (große Werte von $Q_B$) wird $Q'_N$ im wesentlichen durch das Quantisierungsgeräusch bestimmt, was zur Folge hat, daß $Q'_N$ in diesem Bereich unabhängig von $Q_B$ ist und konstant bleibt ($Q'_N \approx Q_Q$). Unterhalb eines charakteristischen Wertes, den man Schwellenstörabstand nennt, fällt der Störabstand $Q'_N$ jedoch steil ab. Man erkennt, daß ein Betrieb weit unterhalb des Schwellenstörabstandes (3 dB-Schwelle) nicht sinnvoll ist, da in diesem Fall mit einer kleineren Codewortlänge n bei geringerer Bandbreite $B_G$ und geringerem technischem Aufwand ein größerer Störabstand $Q'_N$ am Ausgang des Systems erreicht werden könnte.

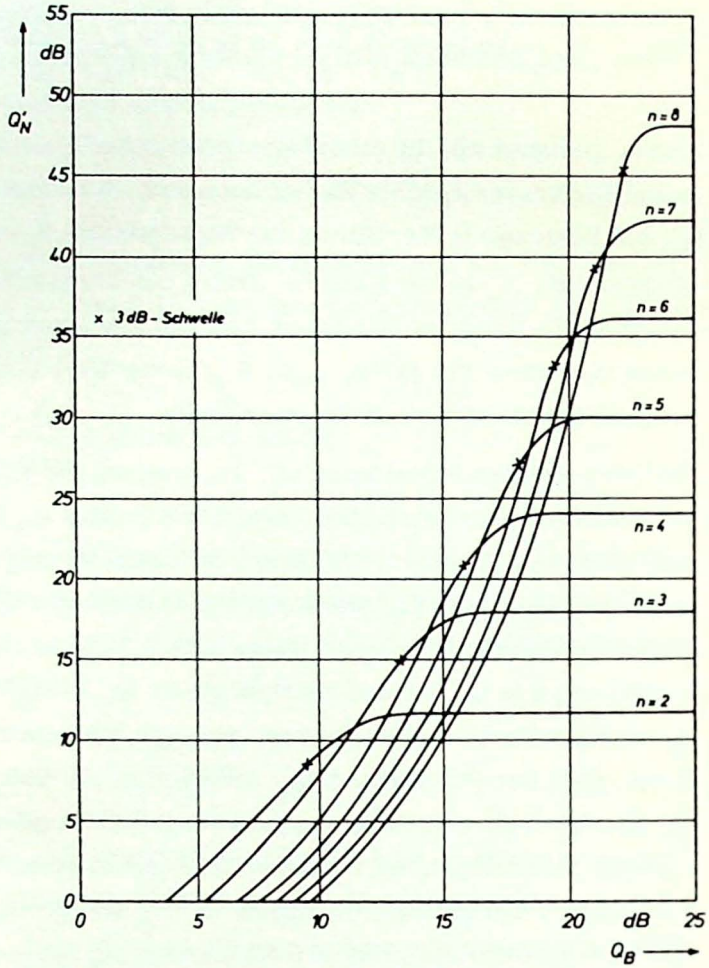



Bild 25: Störabstand $Q'_N$ am Ausgang eines PCM-Systems als Funktion des normierten Kanalstörabstandes $Q_B$

## 1.10 *Zeitmultiplexverfahren*

In den vorangegangenen Abschnitten wurde die grundsätzliche Wirkungsweise der PCM-Übertragung für den einfachsten Fall, nämlich die Übertragung eines einzigen Nachrichtensignals, erläutert.

Die Übertragungstechnik hat aber auch noch die sehr wesentliche Aufgabe der Bündelung und gleichzeitigen Übertragung mehrerer Nachrichtenkanäle. Bei den kontinuierlichen Modulationsverfahren AM und FM geschieht dies meist mit Hilfe des Frequenzmultiplexverfahrens.

Bei dieser Methode (Bild 26) werden z.B. die Frequenzbänder $\Delta f_i$ der einzelnen analogen Nachrichtenkanäle mit Hilfe der Einseitenbandmodulation in andere Frequenzbereiche umgesetzt und als breitbandiges Gesamtsignal über ein Nachrichtensystem der Bandbreite

$$B_G \geq \sum_{i=1}^{i=k} \Delta f_i \tag{70}$$

übertragen. Auf der Empfangsseite wird das Signal mit Hilfe von Bandpässen der Bandbreite $\Delta f_i$ wieder in die einzelnen Kanäle aufgeteilt. Bei den Pulsmodulationsverfahren und PCM ist zwar die Frequenzmultiplextechnik prinzipiell auch anwendbar, eine andere Art der Bündelung, nämlich die Zeitmultiplextechnik, ist hier aber in den meisten Fällen günstiger.

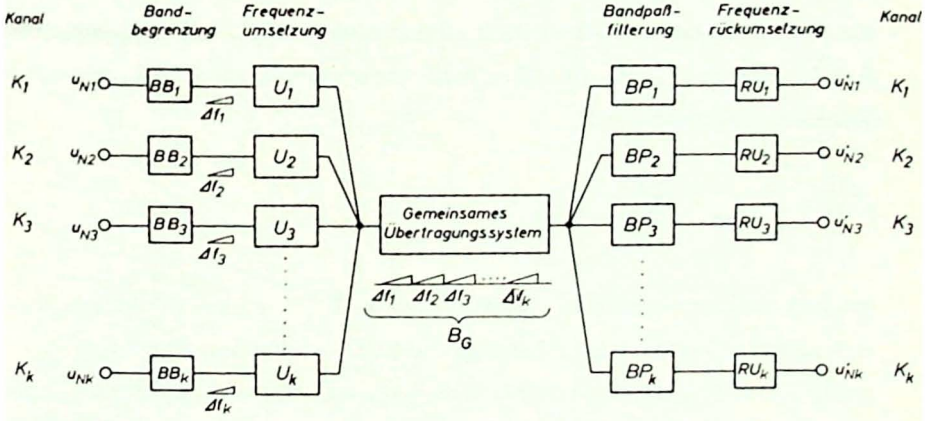



Bild 26: Blockschaltbild eines Frequenzmultiplex-Übertragungssystems

Die Zusammenfassung von k diskreten Nachrichtenkanälen im Zeitmultiplexverfahren geschieht durch die zeitliche Aneinanderreihung der einzelnen Kanäle.

Bild 27 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines solchen PAM-Zeitmultiplexsystems, das im folgenden näher beschrieben werden soll.

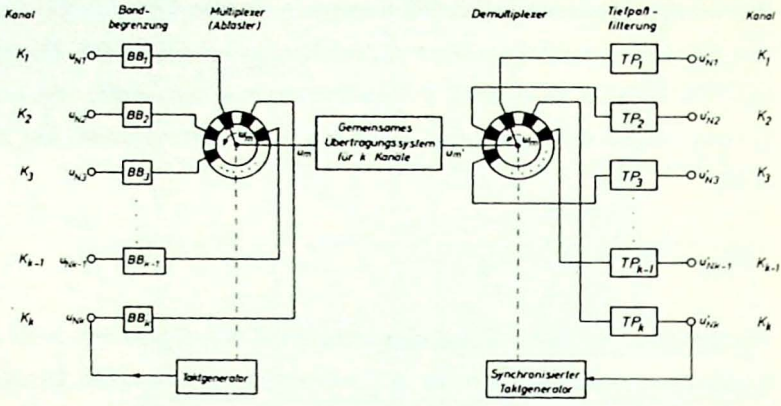



Bild 27: Blockschaltbild eines PAM-Zeitmultiplex-Übertragungssystems

Zuerst werden die Kanäle $K_1$ bis $K_k$ bandbegrenzt und anschließend zeitlich nacheinander abgetastet, d.h. kurzzeitig an den gemeinsamen Übertragungskanal gelegt. Das einfachste Beispiel einer periodisch arbeitenden Abtasteinrichtung oder eines Multiplexers dieser Art ist ein mechanischer Drehschalter, dessen Kontaktarm mit der Winkelgeschwindigkeit

$$(71) \qquad \omega_m = \frac{2\pi}{T_A} = 2\pi f_A$$

rotiert und während des Zeitintervalls $\Delta T_m$ eine Verbindung zwischen der gemeinsamen Leitung und den einzelnen Kanälen herstellt. Die Kontaktbank trägt k Segmente, die den Kanälen $K_1$ bis $K_k$ zugeordnet sind. Die parallel anliegenden Analogspannungen der

einzelnen Kanäle (Bild 28a bis d) werden auf diese Weise sendeseitig abgetastet, wodurch eine serielle, zeitgestaffelte, amplitudenmodulierte Impulsfolge (PAM-Zeitmultiplex) gemäß Bild 28e entsteht, die über die gemeinsame Übertragungsleitung übertragen werden kann. Die Impulsdauer beträgt $\Delta T_m$.

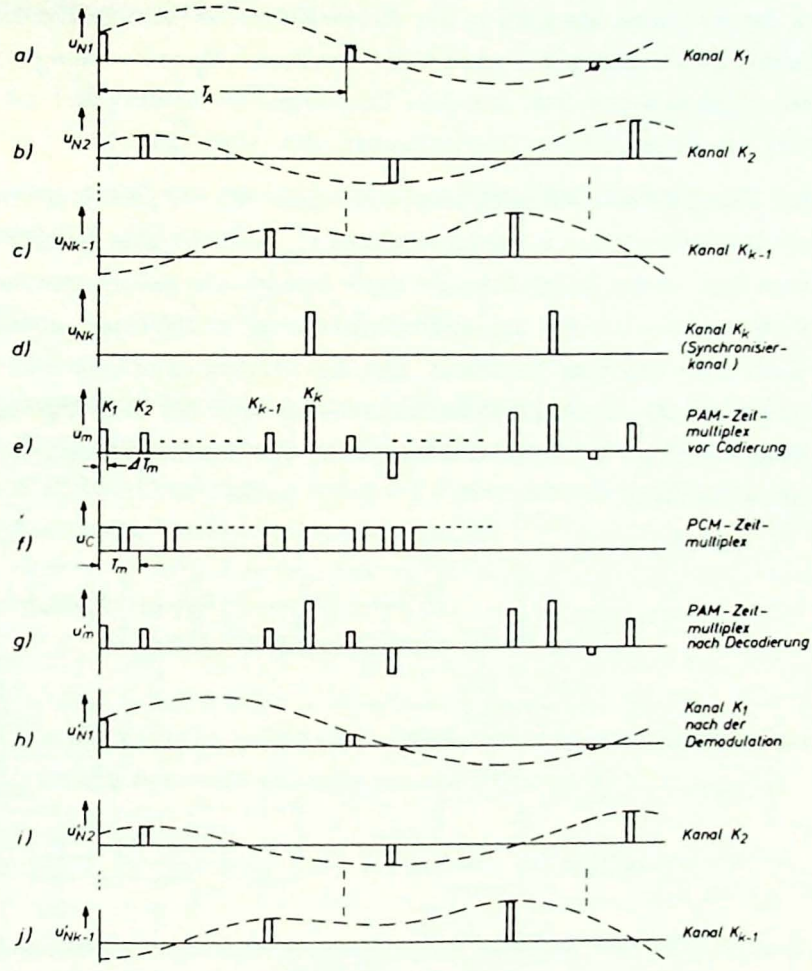



Bild 28: Signale eines PAM- und PCM-Zeitmultiplexsystems

Im Empfänger wird die ankommende PAM-Impulsfolge durch einen zum Sendedrehschalter identischen Drehschalter wieder auf die entsprechenden Kanäle $K_1$-$K_k$ aufgeteilt (Bild 28h bis j). Eine anschließende Tiefpaßdemodulation stellt die analogen Nachrichtensignale wieder her (gestrichelte Hüllkurve). Der sende- und der empfangsseitige Drehschalter müssen während der Übertragungszeit sowohl in der Frequenz als auch in der Phase synchron miteinander laufen. Damit dies möglich ist, wird z. B. der Kanal $K_k$ mit einem Synchronisierzeichen beschaltet, das dem Empfänger Aufschluß über die Stellung des sendeseitigen Drehschalters gibt (siehe Bild 27).

Bei einem PCM-Zeitmultiplexsystem nach Bild 29 geht man von der zeitlich gestaffelten PAM-Impulsfolge $u_m$ am Ausgang des Multiplexers aus. In den PCM-Einrichtungen werden die Amplituden der PAM-Impulse wie bei einem Einkanalsystem quantisiert, codiert, übertragen und dann decodiert, nur daß hierbei sämtliche Einrichtungen k-mal so schnell arbeiten müssen. Bild 28f zeigt das Ausgangssignal $u_C$ des PCM-Codierers für ein Zeitmultiplexsystem mit k Kanälen.

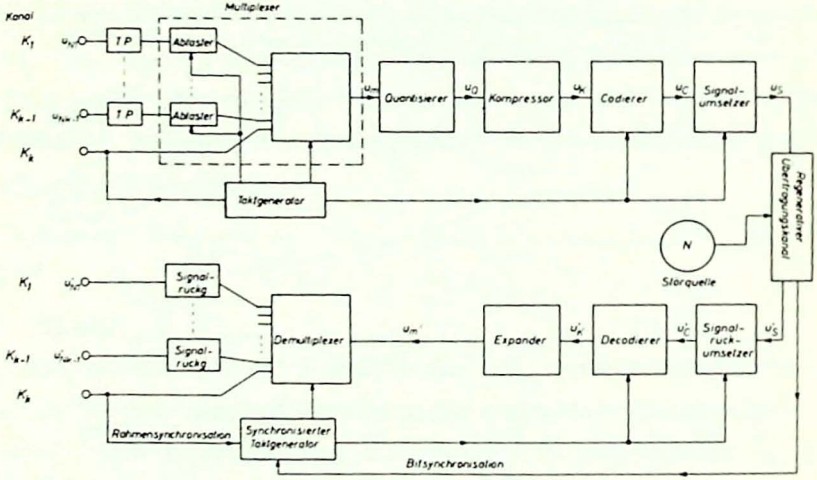



Bild 29: Blockschaltbild eines PCM-Zeitmultiplexsystems

Die zeitliche Aufteilung des Abtastintervalls ist aus folgendem Beispiel zu ersehen, bei dem k = 32 Nachrichtenkanäle übertragen werden ("PCM-Grundsystem"). Jeder Nachrichtenkanal (Fernsprechkanal) mit einer höchsten zu übertragenden Frequenz von $B_N$ = 4 kHz wird entsprechend dem Abtasttheorem mit $f_A$ = 8 kHz abgetastet. Damit beträgt der Abstand $T_A$ der Abtastwerte (man nennt $T_A$ auch die Länge des Pulsrahmens):

$$(72) \qquad T_A = \frac{1}{f_A} = 125\ \mu s$$

Für den zeitlichen Abstand zwischen zwei PAM-Impulsen gilt demnach bei k = 32 Kanälen

$$(73) \qquad T_m = \frac{T_A}{k} = \frac{125}{32}\,\mu s = 3,91\ \mu s$$

$T_m$ entspricht der Dauer eines PCM-Kanals. In dieser Zeit müssen die PAM-Impulse codiert werden. Bei einer binären "Non Return to Zero"(NRZ)-Übertragung mit n = 8 Codesymbolen pro Codewort beträgt dann die Dauer eines Codesymbols:

$$(74) \qquad \Delta T_m = \frac{T_m}{n} = \frac{T_A}{n \cdot k} = \frac{1}{f_A \cdot n \cdot k} = 489\ ns$$

$\Delta T_m$ nennt man die Dauer eines PCM-Symbols. Der Kehrwert von $\Delta T_m$ ist die Symbolfolgefrequenz oder "Bitrate":

$$(75) \qquad f_m = \frac{1}{\Delta T_m} = f_A \cdot n \cdot k = 2,048 \cdot 10^6 \text{ Symbole/s}$$

Die theoretisch notwendige Bandbreite, die der Übertragungskanal besitzen muß, beträgt nach dem I. Nyquist-Kriterium

(76) $$B_G = \frac{f_m}{2} = 1,024 \cdot 10^6 \text{ Hz}$$

Das Prinzip des Zeitmultiplexverfahrens kann auch auf die zeitliche Verschachtelung von mehreren PCM-Zeitmultiplexsystemen zu Systemen höherer Ordnung ausgedehnt werden. Z. B. ist es möglich, vier 32-Kanal-Systeme zu einem 128-Kanal-System zusammenzufassen. Die Dauer der einzelnen PCM-Symbole muß dabei gegenüber dem Grundsystem auf ein Viertel reduziert werden, wodurch die Symbolfolgefrequenz auf dem Übertragungskanal auf das Vierfache ansteigt.

## 1.11 *Störabstand und Bandbreite bei PCM*

Eine ausführliche informationstheoretische Betrachtung der Pulscodemodulation würde die Einführung von Begriffen aus der Wahrscheinlichkeitsrechnung erfordern. Um dies zu vermeiden, wird bei der folgenden Betrachtung von der vereinfachenden Annahme ausgegangen, daß der Übertragungskanal nur durch deterministische Störungen (z. B. Störungen nach Tab. 2) der maximalen Amplitude $V_{I,\,max}$ gestört wird, so daß sich alle Größen erheblich vereinfacht darstellen lassen, ohne daß dabei die wesentlichen Zusammenhänge verändert werden.

### 1.11.1 Nachrichtenmenge

Als Nachrichtenmenge eines Signals bezeichnet man die Anzahl der Binär-Symbole, die zu seiner Darstellung notwendig sind. Beträgt

die gesamte Dauer eines auf $f_N$ bandbegrenzten Nachrichtensignals $T_N$, so benötigt man für seine Darstellung mindestens

$$(77) \qquad Z_N = \frac{T_N}{T_A} = T_N \cdot f_A = T_N \cdot 2f_N$$

Abtastwerte. Wird jeder Abtastwert quantisiert und durch binäre Codeworte der Länge n dargestellt, so gilt für die Nachrichtenmenge:

$$(78) \qquad I_N = Z_N \cdot n = 2f_N \cdot T_N \cdot n$$

Löst man Gl. (39) nach n auf und setzt b = 2 (binäre Codierung), so kann man für die Nachrichtenmenge auch schreiben (s = Anzahl der Quantisierungsstufen):

$$(79) \qquad I_N = 2 \cdot f_N \cdot T_N \cdot \mathrm{ld}\, s \quad \text{bit}$$

Diese wichtige Beziehung geht auf Hartley [3] zurück. Sie gibt an, wieviele binäre Codesymbole zur Darstellung eines bandbegrenzten und quantisierten Signals mindestens benötigt werden.

Sie gilt auch dann, wenn der duale Logarithmus von s keine ganze Zahl ist. Die Dimension von $I_N$ ist 1 (dimensionslos). Zur Kennzeichnung des benutzten dualen Logarithmus wird aber meist die Hinweis-Einheit bit hinzugefügt.

Nach Gl. (79) haben zwei quantisierte Signale verschiedener Stufenzahlen, verschiedener Bandbreiten und verschiedener Dauer gleiche Nachrichteninhalte, wenn das Produkt aus diesen drei Größen übereinstimmt.

Durch Speicherung und Umcodierung muß es also möglich sein, ein gegebenes quantisiertes Signal $u_Q$ in ein anderes $\tilde{u}_Q$ zu überführen, ohne daß dabei Information verloren geht ($I_N = \tilde{I}_N$), was bedeutet, daß das ursprüngliche Signal $u_Q$ auch aus dem neuen Signal $\tilde{u}_Q$ vollständig rekonstruiert werden kann. Bild 30 veranschaulicht diesen Zusammenhang, wobei $I_N$ als Volumen eines Quaders mit den Seiten $T_N$, $f_N$ und $2 \cdot \mathrm{ld}\, s$ dargestellt wird.

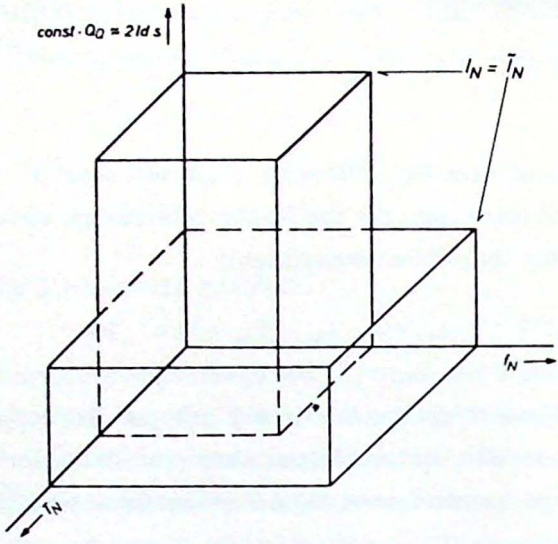



Bild 30: Darstellung eines Signals $u_Q$ mit dem Nachrichteninhalt $I_N$ durch ein anderes Signal $\tilde{u}_Q$ mit demselben Nachrichteninhalt $\tilde{I}_N$

Geht man davon aus, daß das quantisierte Signal aus einem Analogsignal hervorgegangen ist, so kann man die dritte Quaderseite $2 \cdot \mathrm{ld}\, s$ auch als Geräuschabstand interpretieren, da nach Gl. (25) und (26) für $s^2 \gg 1$ gilt:

$$(80) \qquad 2\,\mathrm{ld}\, s = \frac{1}{\lg 2}\,\lg s^2 \approx \frac{1}{\lg 2} \cdot \frac{10}{10}\lg\left(\frac{S_Q}{N_Q}\right) = \frac{1}{10\,\lg 2}\,Q_Q$$

Umfaßt das Alphabet der über einen Kanal übertragenen Signale b verschiedene Codesymbole, so ist im Mittel jedes übertragene Symbol durch ld b binäre Zeichen darstellbar.

Während der Übertragungszeit $T_{ü}$ ist somit die Nachrichtenmenge

$$(81) \qquad I_{ü} = \frac{T_{ü}}{T_S} \cdot \mathrm{ld}\, b \quad \text{bit}$$

übertragbar ($T_S$ = Dauer eines Codesymbols).

Nach dem Nyquist-Kriterium können die Amplituden eines digitalen Signals am Ausgang des Übertragungskanals wieder vollständig hergestellt werden, wenn die Symbolfolgefrequenz $f_S = 1/T_S$ kleiner oder gleich der doppelten Bandbreite $B_G$ des Übertragungskanals ist, so daß für die übertragene Nachrichtenmenge auch gilt:

$$(82) \qquad I_{ü} = 2B_G \cdot T_{ü} \cdot \mathrm{ld}\, b \quad \text{bit}$$

Wird der Kanal durch Störungen der maximalen Amplitude $V_{I,\,max}$ gestört, so muß bei störungsfreier Übertragung die Stufenzahl b die Ungleichung

$$(83) \qquad b \leqslant \frac{A_I}{2\,V_{I,\,max}} + 1$$

erfüllen (siehe Gl. (52)). Bezeichnet man die größte Stufenzahl, die diese Ungleichung gerade noch erfüllt, mit $b_{max}$, so gilt für die Nachrichtenmenge $I_{ü,\,max}$, die dieser Kanal in der Zeit $T_{ü}$ maximal übertragen kann:

$$(84) \qquad I_{ü,\,max} = 2 \cdot B_G \cdot T_{ü} \cdot \mathrm{ld}\, b_{max} \quad \text{bit}$$

Die größte Stufenzahl $b_{max}$, die der Empfänger gerade noch störungsfrei unterscheiden kann, ist demnach ein Maß für das Amplitudenauflösungsvermögen des Kanals und steht über Gl. (53) in Zusammenhang mit dem Grenzstörabstand.

Aus den obigen Beziehungen geht hervor, daß die Übertragungszeit, die Kanalbandbreite (gesamte Bandbreite $B_G$) und das Amplitudenauflösungsvermögen des Kanals bei einem gegebenen Übertragungsproblem untereinander austauschbar sind.

Satz:

Die Nachrichtenmenge, die ein Übertragungskanal maximal übertragen kann, wird durch den gegenseitigen Austausch von Bandbreite, Übertragungszeit und Amplitudenauflösungsvermögen ($b_{max}$) nicht verändert, solange das Produkt aus diesen drei Größen konstant ist.

Soll ein Übertragungskanal die Informationsmenge $I_N$ übertragen können, so muß gelten:

(85) $$I_N \leq I_{ü}$$

Bei optimaler Dimensionierung, d.h. wenn die Kanalbandbreite $B_G$ gleich der halben Symbolfolgefrequenz und $b = b_{max}$ ist, wird der Übertragungskanal voll ausgenützt, was bedeutet, daß $I_N$ und $I_{ü}$ übereinstimmen. Macht man das Amplitudenauflösungsvermögen des Kanals ebenso groß wie die Stufenzahl des quantisierten Signals ($b_{max} =$ so erhält man den Sonderfall einer (quantisierten) PAM-Übertragung, für die bei optimaler Dimensionierung gilt:

(86) $$f_N \cdot T_N = B_G \cdot T_{ü} = K$$

Diese Beziehung ist das Zeitgesetz der elektrischen Nachrichtentechnik in der Fassung von K. Küpfmüller [6]. Es besagt, daß das Produk

aus der Übertragungszeit $T_{ü}$ einer Nachricht und der benötigten Kanalbandbreite $B_G$ für jeden Nachrichtenkanal eine Konstante (K) ist, die bei optimaler Dimensionierung ($I_N = I_{ü}$) mit dem Produkt aus Signalbandbreite und Signaldauer übereinstimmt.

### 1.11.2 Banderweiterungsfaktor

Zur Charakterisierung des Bandbreitenaufwandes einer Übertragung benutzt man häufig das Verhältnis von Kanalbandbreite zu Signalbandbreite (Banderweiterungsfaktor):

$$J = \frac{B_G}{f_N} \tag{87}$$

Bei optimaler Dimensionierung ($I_N = I_{ü}$) findet man für J:

$$J = \frac{T_N \cdot \mathrm{ld}\, s}{T_{ü} \cdot \mathrm{ld}\, b_{max}} \tag{88}$$

Für $s = b_{max}$ ist der Banderweiterungsfaktor gleich dem Verhältnis von Nachrichtendauer $T_N$ zu Übertragungszeit $T_{ü}$, was bedeutet, daß durch eine lange Übertragungszeit $T_{ü}$ Kanalbandbreite eingespart werden kann und umgekehrt, daß kurze Übertragungszeiten breitbandigere Kanäle erfordern.

### 1.11.3 Informationsfluß (Signalfluß)

Die pro Sekunde erzeugte oder übertragene Informationsmenge bezeichnet man als Informationsfluß.

$$I_{ü}^{*} = \frac{I_{ü}}{T_{ü}} = 2\, B_G \cdot \mathrm{ld}\, b \quad \frac{\mathrm{bit}}{\mathrm{sec}} \tag{89}$$

bzw.

$$(90) \qquad I_N^* = \frac{I_N}{T_N} = 2\, f_N \cdot \mathrm{ld}\, s \quad \frac{\mathrm{bit}}{\mathrm{sec}}$$

Bezieht man diesen maximalen Informationsfluß auf die dazugehörige Bandbreite, so erhält man eine Kanalkonstante, die von der Störungsstärke abhängig ist und deren Größe etwas über die Qualität des Übertragungskanals aussagt:

$$(91) \qquad I_{\ddot{u}}^{**} = \frac{I_{\ddot{u}}^*}{B_G} = 2 \cdot \mathrm{ld}\, b_{max}$$

Der normierte Informationsfluß ($I_{\ddot{u}}^{**}$) gibt an, wieviele Nachrichteneinheiten (bit) ein Übertragungskanal pro Sekunde und pro Hz Kanalbandbreite bei optimaler Dimensionierung übertragen kann. Für Binärkanäle gilt z. B.:

$$(92) \qquad I_{\ddot{u}}^{**} = 2 \ \frac{\mathrm{bit}}{\mathrm{Hz} \cdot \mathrm{sec}}$$

Bei sehr vielen Übertragungsproblemen, z. B. auch bei PCM, wird die Übertragungszeit $T_{\ddot{u}}$ so gewählt, daß sie mit der Nachrichtendauer $T_N$ übereinstimmt: $T_{\ddot{u}} = T_N$. In diesen Fällen stimmen die Informationsflüsse $I_N^*$ und $I_{\ddot{u}}^*$ überein. Für den Banderweiterungsfaktor ergibt sich unter diesen Voraussetzungen:

$$J = \frac{\mathrm{ld}\, s}{\mathrm{ld}\, b}$$

oder

$$(93) \qquad s = b^J = b^{\left(\frac{B_G}{f_N}\right)}, \qquad s, b \text{ ganzzahlig und größer 2}$$

Ersetzt man s durch den Quantisierungsgeräuschabstand, so nimmt diese Beziehung folgende Form an (siehe Gl. (25)):

$$(94) \qquad \frac{S_Q}{N_Q} = b^{2J} - 1 \quad \text{für} \quad s \geq 2, \text{ ganzzahlig bzw.} \quad \frac{S_Q}{N_Q} \geq 3$$

Da wir hier von deterministischen Störungen ausgegangen sind, deren Störabstand über dem Grenzstörabstand liegt, wird der Störabstand $Q'_N$ am Ausgang des Systems ausschließlich durch die Quantisierungsgeräusche bestimmt, so daß die linke Seite dieser Gleichung mit $\frac{S'_N}{N'_N}$ übereinstimmt.

Für $J > 1$ wird die Übertragungsbandbreite gegenüber der Bandbreite des Nachrichtensignals gedehnt und für $J < 1$ gepreßt, d.h., wenn man eine Verringerung des Störabstandes in Kauf nimmt, kann man Bandbreite einsparen.

Diese Tatsache führt uns auf folgenden Satz:

> Die Bandbreite und der Störabstand eines Übertragungskanals sind bei einem gegebenen Übertragungsproblem gegenseitig austauschbar.

Ausgehend von Gl. (94) können wir auch den Zusammenhang mit den Störungen auf dem Übertragungskanal herstellen, wenn wir eine optimale Ausnutzung des Übertragungskanals annehmen und b durch den Grenzstörabstand ersetzen. Wie sich leicht zeigen läßt, kann die mittlere Signalleistung eines b-stufigen Signals mit rechteckiger NRZ-Impulsform nach der folgenden Gleichung berechnet werden:

$$(95) \qquad S_I = \frac{1}{2b}\left(\frac{A_I}{b-1}\right)^2 \cdot \left[1^2+3^2+5^2+\ldots+(b-1)^2\right], \quad b \text{ gerade}$$

oder

$$S_I = \frac{b+1}{b-1} \cdot \frac{A_I^2}{12}$$

Wird der Übertragungskanal z. B. durch ein Sinussignal der Leistung

$$N_I = \frac{1}{2} V_{I,\max}^2$$

gestört, so gilt nach Gl. (52) und (95) für den Grenzstörabstand:

$$(96) \qquad \left(\frac{S_I}{N_I}\right)_{Gr.} = \frac{S_I}{\frac{1}{2}V_{I,\max}^2} = \frac{S_I}{\frac{1}{2}\left(\frac{A_I}{2(b_{\max}-1)}\right)^2} = \frac{2}{3}(b_{\max}^2 - 1)$$

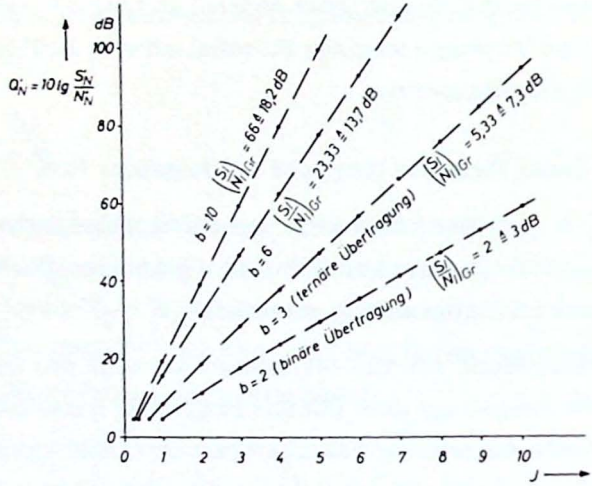



Bild 31: Störabstand am Ausgang eines Übertragungssystems, dessen Kanalstörung über dem Grenzstörabstand liegt, als Funktion der Banderweiterung J

Diese Beziehung macht deutlich, daß eine Vergrößerung der Stufenzahl den Grenzstörabstand vergrößert, was zur Folge hat, daß der Übertragungskanal empfindlicher gegen Störeinflüsse geworden ist

(siehe Abszisse von Bild 32). Nachdem die Vergrößerung der Stufenzahl bei einem gegebenen Übertragungsproblem automatisch eine Verkleinerung der Kanalbandbreite nach sich zieht (siehe Gl. (93)), ist diese Aussage ein Sonderfall des allgemeinen Satzes von der Austauschbarkeit von Bandbreite und Störabstand. Wird die Gl. (96) nach $b_{max}$ aufgelöst und in die Gl. (94) eingesetzt, erhält man einen neuen Ausdruck, der zeigt, wie der Störabstand $\frac{S'_N}{N'_N}$ am Ausgang des Systems mit dem Banderweiterungsfaktor J und dem Störabstand auf dem Kanal zusammenhängen.

$$(97) \qquad \frac{S'_N}{N'_N} = b_{max}^{2J} - 1 = \left[\frac{3}{2}\left(\frac{S_I}{N_I}\right)_{Gr.} + 1\right]^J - 1$$

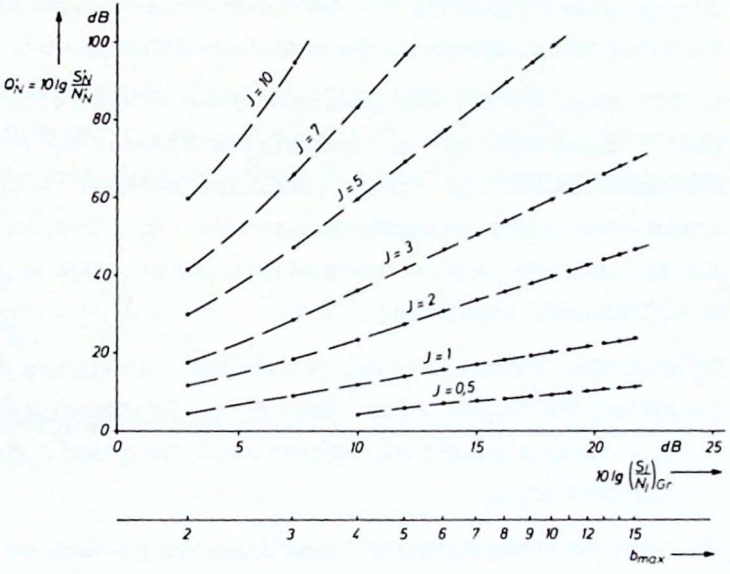



Bild 32: Störabstand eines optimal dimensionierten Übertragungssystems als Funktion des Grenzstörabstandes

Bild 31 zeigt den Störabstand am Ausgang eines Nachrichtensystems als Funktion der Banderweiterung J. Als Parameter dient die Anzahl der Amplitudenstufen b, die der Empfänger unterscheiden muß. Während der Zusammenhang zwischen $\frac{S'_N}{N'_N}$, b und J für eine störungsfreie Übertragung allgemein gültig ist, kann man für einen speziellen Kanal, entsprechend dem obigen Beispiel, und $b = b_{max}$ den Grenzstörabstand bestimmen, der der jeweiligen Stufenzahl b zugeordnet ist.

Es wird deutlich, daß der Störabstand am Ausgang des Systems umso größer ist, je größer die Stufenzahl $b_{max}$ gewählt wird. Gleichzeitig mit der Stufenzahl wächst aber auch der Grenzstörabstand stark an. So darf z.B. bei einer zehnstufigen Übertragung der Kanalstörabstand nicht unter 18, 2 dB fallen, wenn die Übertragung störungsfrei bleiben soll, während bei einer binären Übertragung der entsprechende Grenzstörabstand nur 3 dB beträgt. Das bedeutet, daß bei starken Kanalstörungen die Stufenzahl klein sein muß.

Bild 32 zeigt, wie bei dem gewählten Beispiel das Verhältnis von Signal- zu Störleistung $\frac{S'_N}{N'_N}$ am Ausgang des Systems als Funktion des Störabstandes auf dem Übertragungskanal ansteigt, wenn der Banderweiterungsfaktor konstant gehalten wird. Zum Vergleich wurde auf der Abszisse die zum Grenzstörabstand gehörige maximal mögliche Stufenzahl angegeben.

Es wird hier deutlich, daß der Störabstand am Ausgang des Systems bei kleinen Werten von J nur schwach vom Grenzstörabstand bzw. der Stufenzahl abhängig ist, während sich für große J eine starke Abhängigkeit ergibt.

Wird der Übertragungskanal durch Rauschen gestört, so können im Gegensatz zu den deterministischen Störungen die Übertragungsfehler praktisch nicht vermieden werden. Ersetzt man jedoch den Grenz

störabstand durch einen Wert, bei dem die Fehlerwahrscheinlichkeit so klein ist, daß ihr Einfluß auf den Störabstand am Ausgang des Systems in der Größenordnung der Quantisierungsgeräusche liegt, bleiben die abgeleiteten Beziehungen näherungsweise gültig. Ein Vergleich der Bilder 25 und 32 ($b_{max} = 2$) zeigt jedoch, daß die 3 dB-Schwellen bei weißem Rauschen wesentlich über den nach Gl. (69) umgerechneten Grenzstörabständen bei sinusförmigen Störungen liegen. Daraus folgt, daß weißes Rauschen im Vergleich zu sinusförmigen Störungen eine "gefährlichere" Störung darstellt.

Von C. Shannon [9] wurde gezeigt, daß theoretisch für weißes, gaußsches Rauschen ebenfalls ein Grenzstörabstand existiert, bis zu dem eine fehlerfreie Übertragung möglich ist. Ein realisierbares System, das diese Grenze erreicht, ist allerdings bis heute nicht bekannt. Es wurde zwar ein System vorgeschlagen, das die Fehlerwahrscheinlichkeit Null erreicht, die Grenzstörabstände liegen dabei aber noch erheblich über den theoretischen Werten von Shannon. Die folgende Gleichung zeigt, wie, nach Shannon, das Verhältnis von Signal- zu Rauschleistung am Ausgang des Übertragungssystems mit dem Grenzstörabstand und der Banderweiterung J zusammenhängt:

$$(98) \qquad \frac{S'_N}{N'_N} = \left[\left(\frac{S_I}{N_{I,\,WR}}\right)_{Gr.} + 1\right]^J - 1$$

Die Verwandtschaft zwischen den Gl. (97) und (98) wird dabei deutlich sichtbar.

## 1.12 *PCM im Vergleich zu anderen Modulationsverfahren*

### 1.12.1 Einteilung der Modulationsverfahren

Teilt man die Modulationsverfahren nach der Art der auf dem Übertragungsweg verwendeten Signale in Gruppen ein, so erhält man drei Hauptgruppen:

1. Kontinuierliche Modulationsverfahren
2. Zeitdiskrete Modulationsverfahren (Pulsverfahren)
3. Digitale (diskrete) Modulationsverfahren.

Bild 33 zeigt, wie die bekannten Modulationsverfahren in diese Hauptgruppen einzuordnen sind.

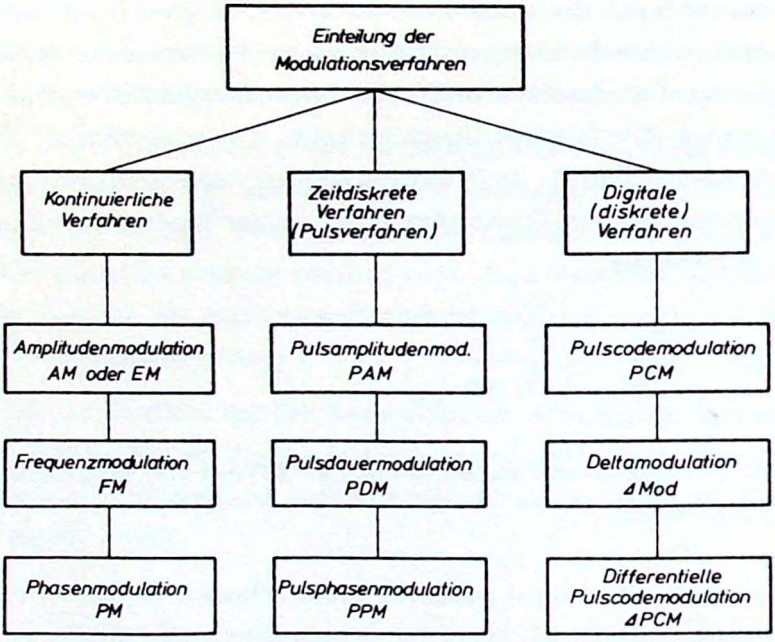



Bild 33: Einteilung der Modulationsverfahren nach den verwendeten Sendesignalen

Der neue und wesentliche Schritt, der von den Pulsmodulationsverfahren zur PCM führt, ist die Codierung. Durch sie gelingt es, den Zusammenhang zwischen den zu übertragenden Nachrichtensignalen und den zugehörigen Sendesignalen weitgehend zu lösen. Man erhält auf diese Weise die Möglichkeit, die Sendesignale durch geeignete Codierung und Signalumsetzung optimal an die Eigenschaften des Übertragungskanals anzupassen, so daß die Kanalverzerrungen und Störeinflüsse minimal werden. Allerdings muß diese Anpassungsfähigkeit durch sehr komplexe Schaltungen erkauft werden. Ob der Aufwand für die Realisierung dieser Schaltungen größer ist als bei anderen Modulationsverfahren, ist jedoch auch davon abhängig, inwieweit integrierte Bausteine bei der Entwicklung von Modulationssystemen eingesetzt werden können. Im allgemeinen ist die Integration von komplexen digitalen Schaltungen vergleichsweise leichter als die Integration komplexer Analogschaltungen (wegen der Toleranzanforderungen, Temperaturgang usw.), so daß sich aus dieser Sicht ein Vorteil für die Pulscodemodulation feststellen läßt.

### 1.12.2 Störminderung

Eine der wichtigsten Eigenschaften eines Nachrichtensystems ist seine Fähigkeit, Störungen, die in den Kanal eingedrungen sind, zu unterdrücken.

Bild 34 zeigt deshalb den Störabstand $Q'_N$ am Ausgang eines Systems als Funktion des normierten Kanalstörabstandes $Q_B$ für die Frequenzmodulation (FM), die Pulscodemodulation (PCM) und die Einseitenbandmodulation (EM). Bei FM und PCM wurde die Kanalbandbreite $B_G$ so gewählt, daß sie das 7-fache der Bandbreite des Nachrichtensignals einnimmt (J = 7). Als Kanalstörungen wurde weißes, gaußsches Rauschen der Dichte $N_o$ angenommen.

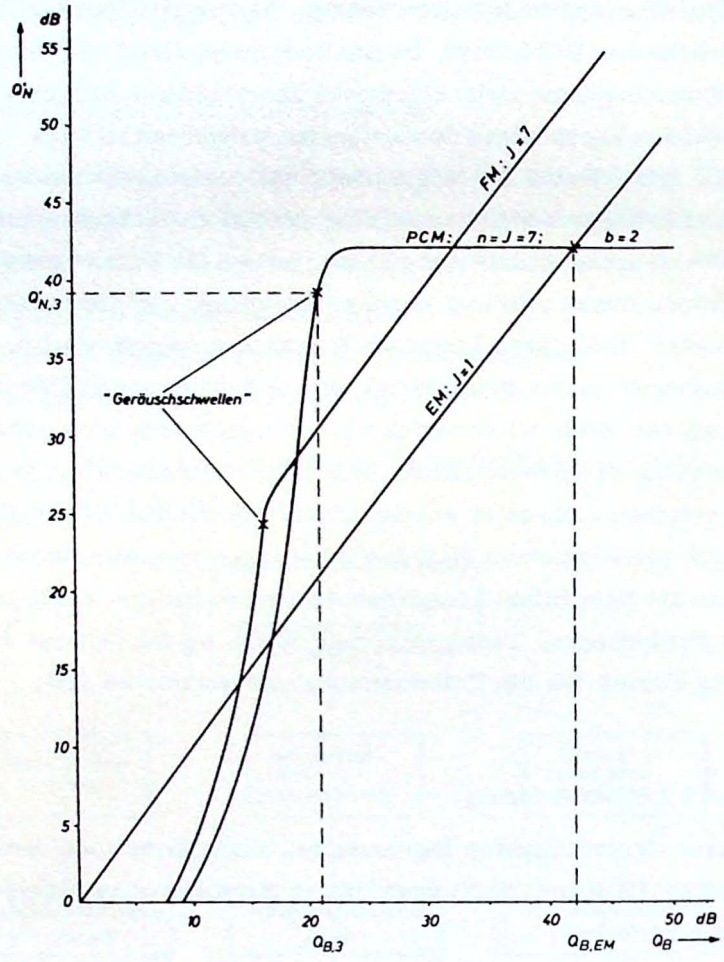



Bild 34: Störabstand am Ausgang eines Übertragungssystems als Funktion des normierten Kanalstörabstandes $Q_B$

Während bei FM der durch die Banderweiterung erzielte Störabstand gewinn gegenüber EM oberhalb der sogenannten "Geräuschschwelle" (Knick) konstant bleibt, fällt dieser Gewinn bei PCM sehr schnell ab und wird schließlich bei dem Kanalstörabstand $Q_{B,EM}$ zu Null. Dara

geht hervor, daß eine optimale Ausnutzung der geräuschmindernden Wirkung bei PCM nur in der Nähe der "Geräuschschwelle" möglich ist. Bei der Dimensionierung eines solchen Systems muß deshalb darauf geachtet werden, daß die Sendeleistung und die Regeneratorfeldlänge so gewählt werden, daß der auftretende Kanalstörabstand in der Nähe oder wenig oberhalb der Geräuschschwelle liegt.

Das Verhältnis des Störabstandes am Ausgang des Systems zum normierten Störabstand auf dem Übertragungskanal, nämlich

$$R = \frac{S'_N / N'_N}{S_I / (N_o \cdot B_N)} \tag{99}$$

ist eine charakteristische Größe für jedes Nachrichtenübertragungsverfahren. Je größer dieser Geräuschreduktionsfaktor R ist, desto besser kann das betreffende System die Kanalstörungen unterdrücken. Bei einer Einseitenbandübertragung ist R = 1. Bild 35 zeigt den Geräuschreduktionsfaktor R bei weißem Rauschen als Funktion des Banderweiterungsfaktors J für die Modulationsverfahren PCM, EM und FM. Bei der Pulscodemodulation wurde von einer binären Übertragung und geeigneter Modulation (z. B. 4. Phasenmod.) ausgegangen und der maximale Reduktionsfaktor angegeben.

### 1.12.3 Verzerrungen

Wie sich im Kapitel 1.7 gezeigt hat, ist bei der Übertragung von PCM-Signalen die Einhaltung einer bestimmten Impulsform nicht von primärer Bedeutung, wesentlicher ist eine ausreichende "Augenöffnung". Daraus geht hervor, daß im Gegensatz zu den kontinuierlichen Modulationsverfahren die linearen Verzerrungen zwar den Grenzstörabstand erhöhen, sich aber ansonsten nicht direkt auswirken. Da der Aufwand für eine gute Entzerrung recht erheblich sein kann, ist die relativ gro-

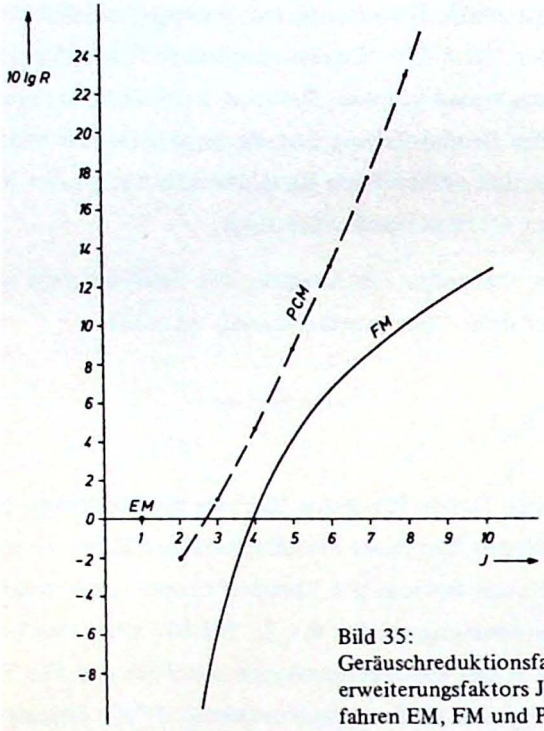



Bild 35:
Geräuschreduktionsfaktor als Funktion des Banderweiterungsfaktors J für die Modulationsverfahren EM, FM und PCM

ße Unempfindlichkeit der PCM gegen lineare Verzerrungen ein großer Vorteil dieser Modulationsart. Bei den nichtlinearen Verzerrungen liegen die Verhältnisse sehr ähnlich. Während z. B. eine Frequenzmultiplexübertragung sehr empfindlich gegen nichtlineare Verzerrungen ist (Nebensprechen), beschränken sich die Auswirkungen bei PCM im wesentlichen auf die Erhöhung des Grenzstörabstandes. Gegenüber einer AM- oder FM-Übertragung sind die zulässigen linearen und nichtlinearen Verzerrungen also wesentlich größer.

### 1.12.4 Bündelung und Flexibilität

Die Aufgabe eines modernen Nachrichtensystems erschöpft sich nicht in der Übertragung einer einzigen Signalart, wie z.B. der Sprachsignale, sondern es sollen möglichst alle Formen der Nachrichtenübermittlung, wie z.B. Fernsprech-, Daten-, Faksimile- und Videosignale über ein einziges komplexes Übertragungs- und Vermittlungsnetz abgewickelt werden können.

In einem solchen integrierten Nachrichtensystem, bei dem jedem Teilnehmer individuell belegbare Anschlußbandbreiten zur Verfügung gestellt werden, treten sehr komplexe Vermittlungsprobleme auf, die mit der Übertragungstechnik stark verflochten sind. Neben der bekannten Vermittlung im Raumvielfach tritt hier z.B. auch die Vermittlung im Zeit- oder Frequenzvielfach auf. Nach dem heutigen Stand der Technik ist im allgemeinen die Bündelung, Aufteilung und Vermittlung der einzelnen Kanäle im Zeitvielfach leichter zu bewerkstelligen als im Frequenzvielfach. Während bei Frequenzmultiplexübertragungen meist der Umweg über die Raumvielfachvermittlung gewählt wird, sind für die Vermittlung digitaler Signale einige Verfahren, wie z.B. das Codemultiplex, die Adressenvermittlung oder die reine Zeitmultiplexvermittlung vorgeschlagen und diskutiert worden [17], [18].

Die bei der Realisierung solcher Verfahren auftretenden Probleme, wie z.B. die elektronische Kanaldurchschaltung oder die Synchronisierung, sind bei der Übertragung digitaler Signale leichter lösbar als bei einer entsprechenden Frequenzmultiplexübertragung und -vermittlung, so daß sich auch hier Vorteile für die PCM ergeben.

### 1.12.5 Zusammenfassung

Die binäre und ternäre Codierung der PCM-Signale, wie sie bis heute fast ausschließlich angewendet wird, ist sehr störsicher und weist einen sehr großen Geräuschreduktionsfaktor auf.

Gegenüber einer AM- oder FM-Übertragung sind die zulässigen linearen und nichtlinearen Verzerrungen bei PCM größer. Für die Bündelung mehrerer Kanäle ist bei PCM das Zeitmultiplex- oder ein verwandtes Verfahren besonders geeignet.

Die prinzipiellen Möglichkeiten der Bündelung, Übertragung und Vermittlung von PCM-Signalen sind sehr groß und können auch bei sehr komplexen Netzen zur Übermittlung verschiedenartiger Nachrichtensignale angewandt werden.

Ein Nachteil der PCM ist die große Übertragungsbandbreite. Inwieweit der Aufwand für die Realisierung eines PCM-Systems größer ist als bei anderen Modulationsverfahren, ist weitgehend von der Einsatzmöglichkeit integrierter Schaltkreise in Analogsystemen abhängig.

# 2. Technik der Pulscodemodulation

Teil 1 dieses Buches behandelte den grundsätzlichen Aufbau eines PCM-Übertragungssystems nach Bild 2b. Dieses System ist in gegeneinander abgegrenzte Einheiten unterteilt,und durch die Erläuterung der Funktion jeder Einheit wird der Leser mit den theoretischen Grundlagen der PCM-Übertragung vertraut gemacht.

Im nun folgenden Teil 2 werden die wichtigsten technischen Gesichtspunkte der PCM-Übertragung erörtert. Dazu gehören die Techniken der Abtastung und Signalrückgewinnung, Codierung und Decodierung, der Aufbau des Übertragungskanals - insbesondere die Realisierung des Regenerativverstärkers - sowie die Zeitmultiplextechnik.
Ein technisches PCM-Übertragungssystem hat den Aufbau nach Bild 36 und übermittelt Analogsignale in zwei Richtungen: das Nachrichtensignal $u_{N1}$ gelangt über den oberen Kanal (Hinrichtung) zum Emp-

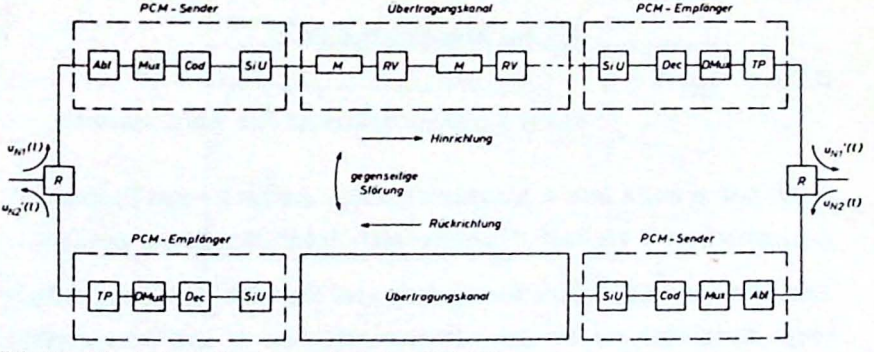



Bild 36: Blockschaltbild eines technischen PCM-Übertragungssystems
(R . . . Richtungsweiche, Mux . . . Multiplexer, SiU . . . Signalumsetzer, M . . . Übertragungsmedium, RV . . . Regenerativverstärker, DMux . . . Demultiplexer)

fänger, während das Nachrichtensignal $u_{N2}$ über den unteren Kanal (Rückrichtung) übertragen wird. Für einen vollständigen wechselseitigen Nachrichtenaustausch sind demnach zwei Übertragungssysteme mit räumlich getrennten Übertragungskanälen notwendig. Die Aufspaltung und Zusammenfassung der Nachrichtensignale beider Richtungen auf der Analogseite erfolgt in Richtungsweichen, auch Gabelschaltungen genannt.

## 2.1 *Technik der Abtastung*

Ein Abtaster ("sampler") ist nach Bild 37a ein (idealer) Schalter, der in Abständen $T_A$ für die sehr kurze Zeit $\Delta T_A$ schließt und dem (bandbegrenzten) Analogsignal $u_N(t)$ pulsamplitudenmodulierte Abtastwerte $u_A$ entnimmt. Die Dauer $\Delta T_A$ der Abtastwerte ist in der Regel zu kurz für den nachfolgenden Codiervorgang, weshalb es technisch vorteilhaft ist, die Amplituden der Abtastwerte in einem Halteglied zu speichern und bis zum nächsten Abtastzeitpunkt konstant zu halten. Für das Ausgangssignal $u_{SH}(t)$ des Haltegliedes gilt:

$$(100) \qquad u_{SH}(t) = \begin{cases} U_{A_i} \text{ im Abtastzeitpunkt } t_i \\ \\ \text{bleibt konstant während der Abtastpausen} \end{cases}$$

$t_i$ ist der jeweils letzte Abtastzeitpunkt. Abtaster und Halteglied zusammen wird vielfach "Sample-and-Hold"-Schaltung genannt.

Bild 37b zeigt ein Realisierungsbeispiel für eine derartige Schaltung. Kernstück ist ein Operationsverstärker V mit sehr großer Leerlaufverstärkung. Er enthält in seinem Gegenkopplungszweig einen Kondensator C (zur Realisierung des Haltegliedes), welcher

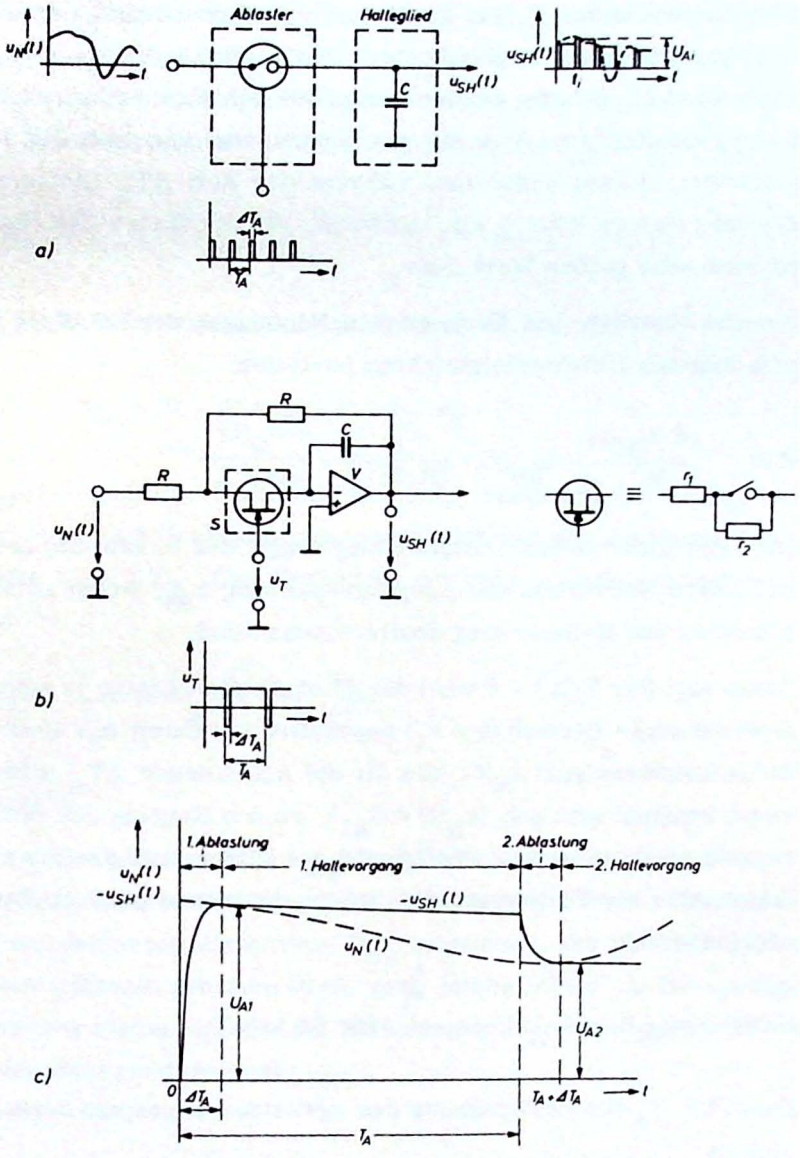



Bild 37: „Sample – and – Hold" – Technik; a) Prinzip; b) Realisierungsbeispiel; c) Signale der ausgeführten Schaltung nach b)

über einen Schalter S (zur Realisierung des Abtasters) von der Analogspannungsquelle geladen und über einen Gegenkopplungswiderstand R entladen werden kann. Der Schalter ist hier durch einen Feldeffekttransistor mit der Ersatzschaltung nach Bild 37b realisiert, dessen Widerstand während der Zeit $\Delta T_A$ (Abtastung) den sehr kleinen Wert $r = r_1$ aufweist, für die übrige Zeit (Halten) den sehr großen Wert $r \approx r_2$.

Aus den Maschen- und Knotenpunktsgleichungen der Schaltung läßt sich folgende Differentialgleichung herleiten:

$$\frac{d\,u_{SH}(t)}{dt} + u_{SH}(t) \cdot \frac{1}{(R+2r)\,C} = \frac{-\,u_N(t)}{(R+2r)C} \tag{101}$$

Die Lösung der Differentialgleichung ergibt den in Bild 37c gezeichneten Zeitverlauf der Ausgangsspannung $u_{SH}$, wobei zwischen Abtastung und Haltevorgang unterschieden wird.

Abtastung: Zur Zeit $t = 0$ wird der Feldeffekttransistor in seinen niederohmigen Bereich ($r = r_1$) geschaltet und damit das abzutastende Nachrichtensignal $u_N(t)$, das für die Abtastdauer $\Delta T_A$ näherungsweise konstant sein soll ($u_N(t) \approx U_{A1}$), an den Eingang des Operationsverstärkers gelegt. Die Lösung der Differentialgleichung (101) lautet unter der Voraussetzung, daß der Kondensator C zu Beginn ungeladen war:

$$-u_{SH}(t) = U_{A1}\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_A}}\right) \text{ für } 0 \leq t \leq \Delta T_A \tag{102}$$

Dabei ist $\tau_A$ die Zeitkonstante des Abtastvorganges und berechnet sich zu

$$\tau_A = (R + 2 \cdot r_1) \cdot C \approx R \cdot C \tag{103}$$

Damit $u_{SH}(t)$ innerhalb der Abtastzeit $\Delta T_A$ nahezu den vollen Wert $U_{A1}$ erreicht, muß $\tau_A \approx 1/5 \cdot \Delta T_A$ gewählt werden. Zur Zeit $t = \Delta T_A$ wird der Feldeffekttransistor gesperrt ($r \approx r_2$) und es beginnt der Haltevorgang, mit der Anfangsbedingung $u_{SH}(\Delta T_A) = U_{A1}$:

$$(104) \quad -u_{SH}(t) = U_{A1} \cdot e^{-(t - \Delta T_A)/\tau_H} \text{ für } \Delta T_A < t \leq T_A$$

$\tau_H$ heißt Haltezeitkonstante und berechnet sich aus

$$(105) \quad \tau_H = (R + 2 \cdot r_2) \cdot C \approx 2 \cdot r_2 \cdot C$$

$u_{SH}(t)$ soll bis zur nächsten Abtastung, beginnend mit $t = T_A$, z.B. nur um etwa 1 % abfallen; daraus ergibt sich für die Haltezeitkonstante $\tau_H \approx 5\, T_A$. Das Verhältnis der beiden Zeitkonstanten muß also

$$(106) \quad \frac{\tau_H}{\tau_A} \approx \frac{2\, r_2\, C}{RC} \approx 25\, \frac{T_A}{\Delta T_A}$$

betragen.

Der weitere Verlauf von $u_{SH}(t)$ ergibt sich durch entsprechende Überlegungen: nach der zweiten Abtastung hat sich der Kondensator auf den neuen Abtastwert $U_{A2}$ umgeladen, der bis zum dritten Abtastzeitpunkt gehalten wird, usw. (siehe Bild 37c). Die gezeigte Schaltung eignet sich für die Abtastung positiver und negativer Werte des Nachrichtensignals $u_N$.

## 2.2 *Technik der Codierung*

### 2.2.1 Codes

Wie in Abschnitt 1.5 gezeigt wurde, ist die Zuordnung zwischen den quantisierten Abtastwerten und den Codewörtern willkürlich wählbar. Bei s verschiedenen Codewörtern - entsprechend s Quantisierungsstufen - sind insgesamt s! verschiedene Zuordnungen möglich. Aus Gründen der einfacheren Realisierbarkeit von Codierer und Decodierer sowie der Störeinwirkung werden jedoch in der Praxis nur einige der theoretisch möglichen Zuordnungen angewendet.

Bild 38 zeigt drei gebräuchliche Codierungen (Zuordnungsschemata). Die Ordinate ist mit den Stufennummern beziffert, während auf der Abszisse die Wertigkeit der Codesymbole aufgetragen ist. Jedes Codewort besteht aus n Codesymbolen (in diesen Beispielen wurde n = 4 gewählt); die "Einsen" der binären Codes sind durch ein schwarzes Feld, die "Nullen" durch ein weißes Feld dargestellt.

Bild 38a zeigt den bereits in Abschnitt 1.5 beschriebenen "gewöhnlichen"Binärcode. Benachbarte Codewörter (z.B. die Codewörter "0111" und "1000") können sich bei diesem Code in allen vier Stellen unterscheiden, im Gegensatz zum Gray-Code nach Bild 38b, bei dem alle benachbarten Codewörter jeweils nur in einem Codesymbol verschieden sind. Bild 38c schließlich zeigt den symmetrischen Binärcode, bei dem der gesamte Quantisierungsbereich in zwei Hälften unterteilt ist. Das erste Codesymbol gibt an, zu welcher Hälfte das betreffende Codewort gehört, d.h. welches Vorzeichen der quantisierte Abtastwert hat ("Vorzeichenbit").

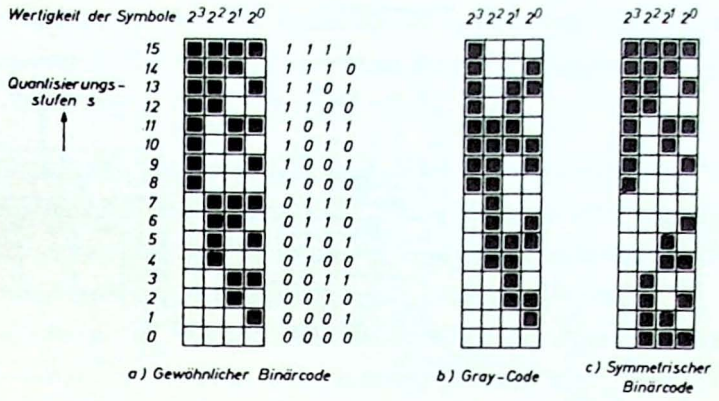



Bild 38: Drei Beispiele für die Codierung der quantisierten Abtastwerte

## 2.2.2 Technischer Aufbau von Codierern

Für die Codierung von Analogsignalen (man spricht auch von Analog-Digital-Wandlung) sind eine Vielzahl von Codiermethoden bekannt. Drei davon, die sich grundsätzlich unterscheiden, werden in diesem Abschnitt vorgestellt: die Zählcodierung, die Wägecodierung und die Parallelcodierung.

### 2.2.2.1 Der Zählcodierer

Das Prinzipschaltbild des Zählcodierers ist in Bild 39 dargestellt. Seine Arbeitsweise wird nachstehend mit Hilfe der Signale nach Bild 40 erklärt. Der Codierer hat die Aufgabe, das Eingangssignal $u_1 = u_{SH}$ zu codieren. $u_{SH}$ ist das Ausgangssignal der "Sample-and-Hold"-Schaltung nach Abschnitt 2.1 und hat die Form einer Treppenkurve, wobei die Stufenhöhe jeweils proportional zur Amplitude eines Abtastwertes $U_{Ai}$ ist und die Länge einer Stufe dem Abtastintervall entspricht. (Technisch günstig ist häufig die Beschränkung

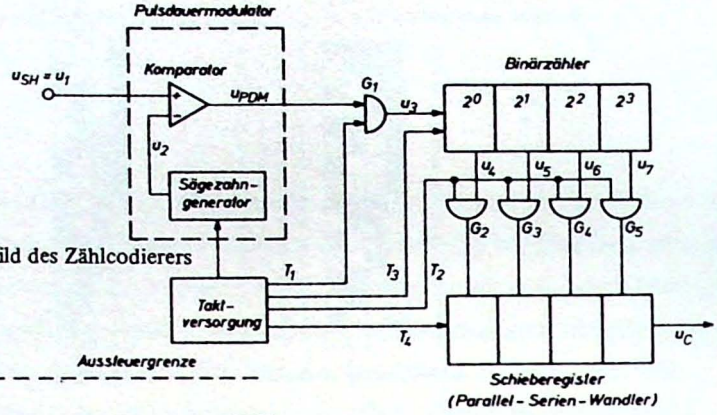



Bild 39:
Blockschaltbild des Zählcodierers

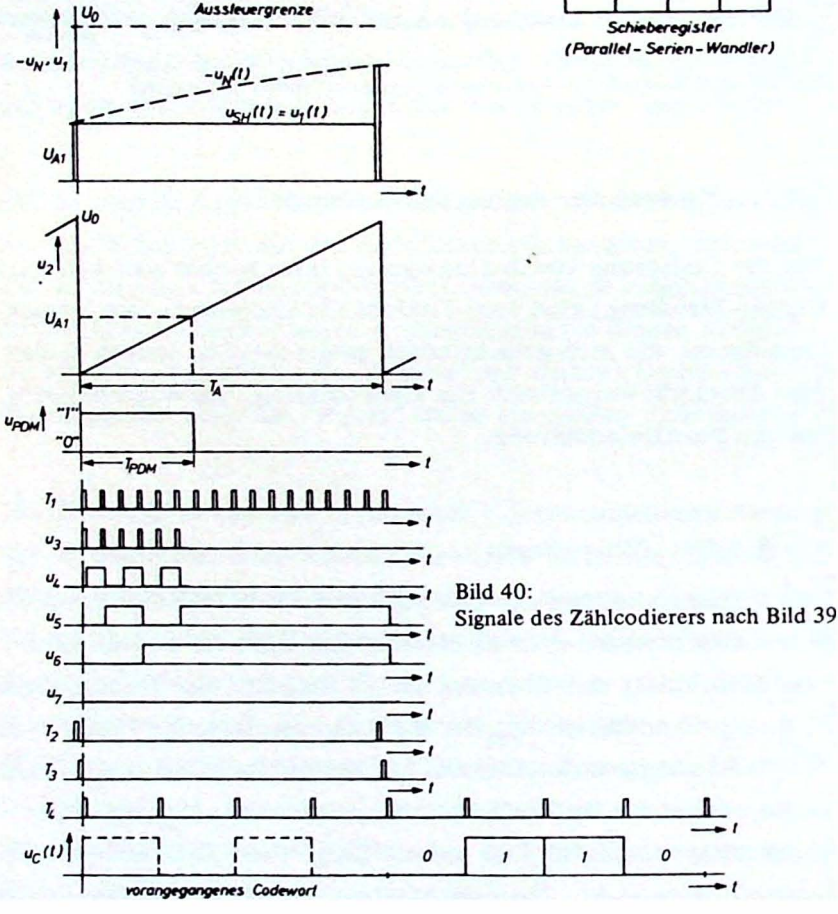



Bild 40:
Signale des Zählcodierers nach Bild 39

z.B. auf positive Amplituden; dazu wird zum Eingangssignal $u_1$ eine Gleichspannung der Größe $U_o/2$ addiert, wobei $U_o$ der gesamte Amplitudenbereich ist).

Der Codiervorgang beginnt damit, daß dieses Treppensignal $u_1$ in ein pulsdauermoduliertes Signal $u_{PDM}$ umgewandelt wird. Zu diesem Zweck vergleicht man $u_1$ in einem Komparator mit einem als Zeitmaßstab dienenden Sägezahnsignal $u_2$, das die Amplitude $U_o$ und die Periodendauer $T_A$ besitzt (Bild 40): solange das Sägezahnsignal $u_2$ kleiner als $u_1$ ist, besitzt die Ausgangsspannung $u_{PDM}$ des Komparators den Wert "1", andernfalls den Wert "0". Damit ist die Dauer $T_{PDM}$ des Signals $u_{PDM}$ proportional zur jeweiligen Amplitude der Abtastwerte (PAM-Signal). Dabei ist selbstverständlich vorausgesetzt, daß das PAM-Signal stets kleiner ist, als es der Zeitdauer $T_{PDM} = T_A$ entspricht, d.h. das Eingangssignal muß amplitudenbegrenzt sein.

Das Komparatorsignal gelangt auf den ersten Eingang eines UND-Gatters $G_1$, an dessen zweitem Eingang ein Zähltakt $T_1$ aus einem Taktgenerator liegt (Bild 39). Die Wiederholfrequenz des Zähltaktes beträgt das s-fache der Abtastfrequenz (im Beispiel ist s = 16 und n = 4), so daß $T_A$ in s gleiche Zeitabschnitte unterteilt wird. Während der Zeitspanne $T_{PDM}$ passiert also eine bestimmte Zahl von Impulsen das Gatter $G_1$. Diese Zahl ist ein quantisiertes Maß für die Dauer $T_{PDM}$ des jeweils anliegenden PDM-Impulses und damit auch für die Amplitude des PAM-Signals. Die Zahl der Impulse entspricht der Stufennummer, wobei der zeitliche Quantisierungsfehler maximal $\pm T_A/2\,s$ betragen kann.

Die Impulse des Gattersignals $u_3$ werden anschließend in einem n-stufigen Binärzähler gezählt (im Beispiel beträgt n = 4). An seinen Ausgängen treten die Impulsfolgen $u_4$ bis $u_7$ auf. Kurz vor Ende eines Ab-

tastintervalls $T_A$ entsprechen die Zustände dieser Impulsfolgen der binären Darstellung der Impulszahl des Signals $u_3$, so daß das codierte Signal mit den Wertigkeiten $2^0$, $2^1$, $2^2$ und $2^3$ der Symbole abgenommen werden kann. Durch einen Lesetakt $T_2$ werden am Ende eines jeden Abtastintervalls die Endwerte der Impulsfolgen der einzelnen Stufen des Binärteilers über UND-Gatter $G_2$ bis $G_5$ in ein Schieberegister übernommen. Der Takt $T_4$ schiebt nun diese digitalen Signale, die den Symbolen des Binärcodes entsprechen, aus dem Schieberegister heraus. Das Schieberegister dient als Parallel-Serien-Wandler und liefert das Ausgangssignal $u_C$ des Zählcodierers, das zur Übertragung an den Signalumsetzer weitergegeben wird. Die Stufen des Binärzählers werden nach jedem Zyklus mit Hilfe eines Löschtaktes $T_3$ auf Null gesetzt.

Im ersten Abtastintervall des Bildes 40 tritt beispielsweise ein Analogwert $U_{A1}$ mit der Amplitude 6 auf, der nach Umwandlung in das pulsdauermodulierte Signal $u_{PDM}$ 6 Zählimpulse das Gatter $G_1$ passieren läßt. Die Stufen des Binärzählers haben nach diesen 6 eingeschobenen Zählimpulsen folgenden Stand: $0 \cdot 2^0 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^3 =$ 6. Nach Umsetzung von der Parallel- in die Serienform besteht dieses Codewort also aus den Symbolen "0110".

Die Methode der Zählcodierung ist vom Prinzip her gesehen sehr einfach; nachteilig ist jedoch, daß die erzielbare Codiergeschwindigkeit z.B. durch die maximale Arbeitsgeschwindigkeit des Binärzählers begrenzt ist. Möchte man beispielsweise ein Signal mit 5 MHz Bandbreite (z.B. ein Fernsehsignal) mit nur 4 Bit codieren, so muß der Binärzähler bereits für eine Arbeitsfrequenz von 160 MHz ausgelegt werden.

Der beschriebene Zählcodierer arbeitet mit linearer Quantisierung. Würde man dem Codierer ein nichtlineares Kompressor-Netzwerk,

das z.B. aus Dioden aufgebaut ist, vorschalten, so könnte man auch eine nichtlineare Quantisierung nach Abschnitt 1.4 realisieren.

Im folgenden Abschnitt wird am Beispiel eines Wägecodierers gezeigt, daß die Kompression auch direkt in den Codiervorgang einbezogen werden kann (das gleiche gilt natürlich auch für die Einbeziehung der Expansion in den Decodiervorgang). Ein Codierer (Decodierer) dieser Art heißt "nichtlinarer Codierer" ("nichtlinearer Decodierer"). Die Realisierung einer solchen Kompandierung ist technisch gut lösbar, wenn die Kompressor- und Expanderkennlinie jeweils aus Geradenstücken zusammengesetzt sind ("Knickkennlinie").

### 2.2.2.2 Der nichtlineare Wägecodierer (Bewertungscodierer)

Aus Gründen der Übersichtlichkeit wird in Bild 41 das allgemeine Blockschaltbild des nichtlinearen Wägecodierers den speziellen Ausführungen vorangestellt. Das Charakteristische dieses Codierers ist sein Aufbau als Rückkopplungskreis. Der zu codierende Amplitudenwert des Ausgangssignals $u_{SH}$ der Sample-and-Hold-Schaltung wird dabei jeweils als Sollwert des Regelkreises betrachtet. Der Istwert $u_X$, die Regelgröße, stammt aus dem Rückkopplungszweig, bestehend

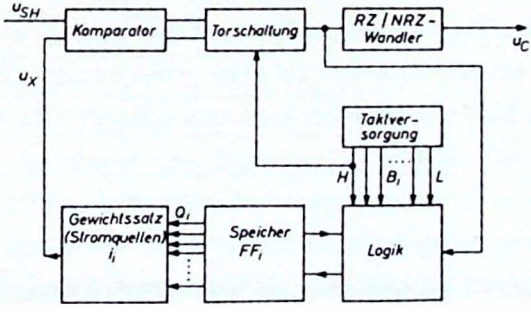



Bild 41:
Blockschaltbild des (nichtlinearen) Wägecodierers

aus einer Logik, einem Speicher mit Speicherzellen $FF_i$ und einem Gewichtssatz mit Stromquellen $i_i$. Ein Komparator bildet die Differenzspannung zwischen $u_{SH}$ und $u_X$; seine zueinander komplementären Ausgangssignale gelangen über eine Torschaltung zurück in den Rückkopplungszweig. Die Impulse am Ausgang der Torschaltung haben RZ-("return to zero"-)Format und werden meist in einem RZ/NRZ-Wandler zu NRZ-("non return to zero"-)Impulsen verlängert.

Die genauere Funktionsweise dieses Codierers wird nun am Beispiel eines nichtlinearen 4-Bit-Wägecodierers erklärt. Der Codierer soll die in Bild 42 dargestellte Kompressorkennlinie besitzen. Auf der Abszisse ist die Ausgangsspannung $u_{SH}$ der Sample-and-Hold-Schal-

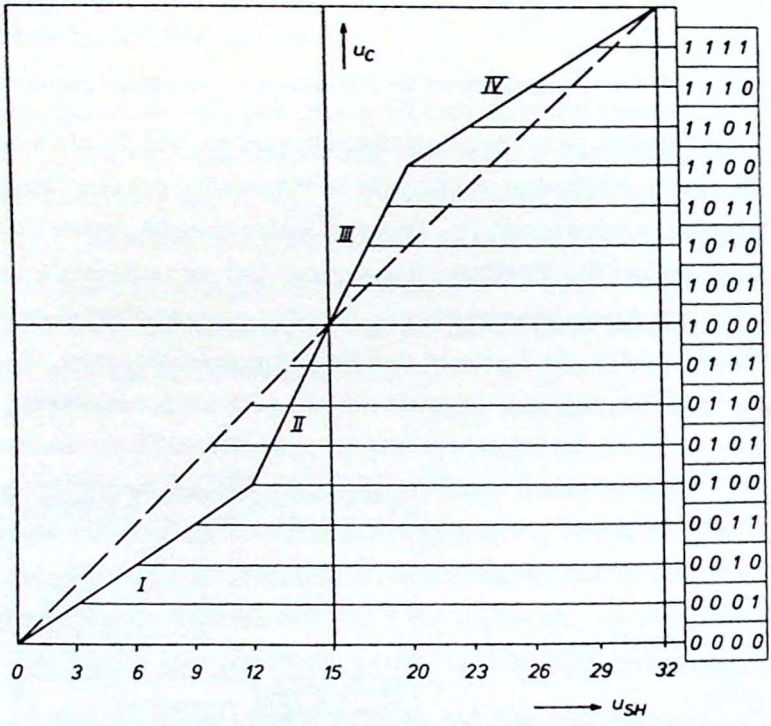



Bild 42: Kompressorkennlinie des nichtlinearen Wägecodierers nach Bild 43

:ung aufgetragen, mit einem Amplitudenbereich von 0 bis 32 Einhei-
:en, während die Ordinate die verschiedenen Codierersignale $u_C$
trägt (in diesem Beispiel ist s = 16). Die Kompressorkennlinie setzt
sich aus vier linearen Segmenten zusammen, wobei die beiden äuße-
ren Segmente I und IV sowie die beiden inneren Segmente II und III
jeweils gleiche Steigungen aufweisen, die sich hier wie 3:1 verhalten,
d.h. es existieren zwei verschieden große Quantisierungsstufenhöhen.
Die gesamte Eingangsspannung würde sich bei linearer Quantisierung
in 32 Intervalle aufteilen; durch die Kompression reduziert sich diese
Zahl auf 16.

Die Schaltung des nichtlinearen 4-Bit-Wägecodierers zeigt Bild 43;
die Wirkungsweise wird anhand der in Bild 44 gezeichneten Signale
erläutert.

Der Ablauf des Codiervorganges wird durch die Takte $B_1$ bis $B_4$, H und L aus der Taktversorgungsschaltung gesteuert. $B_1$ bis $B_4$ sind die Takte der vier Wägeschritte; sie lassen sich z.B. in einer Schaltung nach Bild 62 erzeugen. Ihre Periodendauer ist gleich dem Abtastintervall $T_A$. H ist ein Hilfstakt mit der Periodendauer $T_A/n$ (hier: $T_A/4$) und L ein Löschtakt, der pro Abtastintervall einmal auftritt. Der Codiervorgang beginnt mit dem ersten Wägeschritt: Zu Beginn des Wägeprozesses zur Zeit t = 0 werden mit dem Löschtakt L die Speicher $FF_2$ bis $FF_7$ (ausgenommen $FF_1$) gelöscht. Dadurch nehmen die Ausgänge $Q_2$ bis $Q_7$ eine logische "0" an (was eine Spannung von 0 Volt bedeuten soll). Gleichzeitig wird $FF_1$ über die Setzbedingung $S_1 = B_1 \wedge H$("$\wedge$" ist hier das Operationszeichen für die UND-Verknüpfung) gesetzt, d.h. $Q_1$ nimmt eine logische "1" an (was einer Spannung von +U Volt entsprechen soll). Der Ausgang $\overline{Q_1}$ des ersten Flip-Flops ist mit der Basis des Transistors $Tr_1$ verbunden und liegt zu diesem Zeitpunkt auf dem Potential 0 Volt. $Tr_1$ bildet zusammen

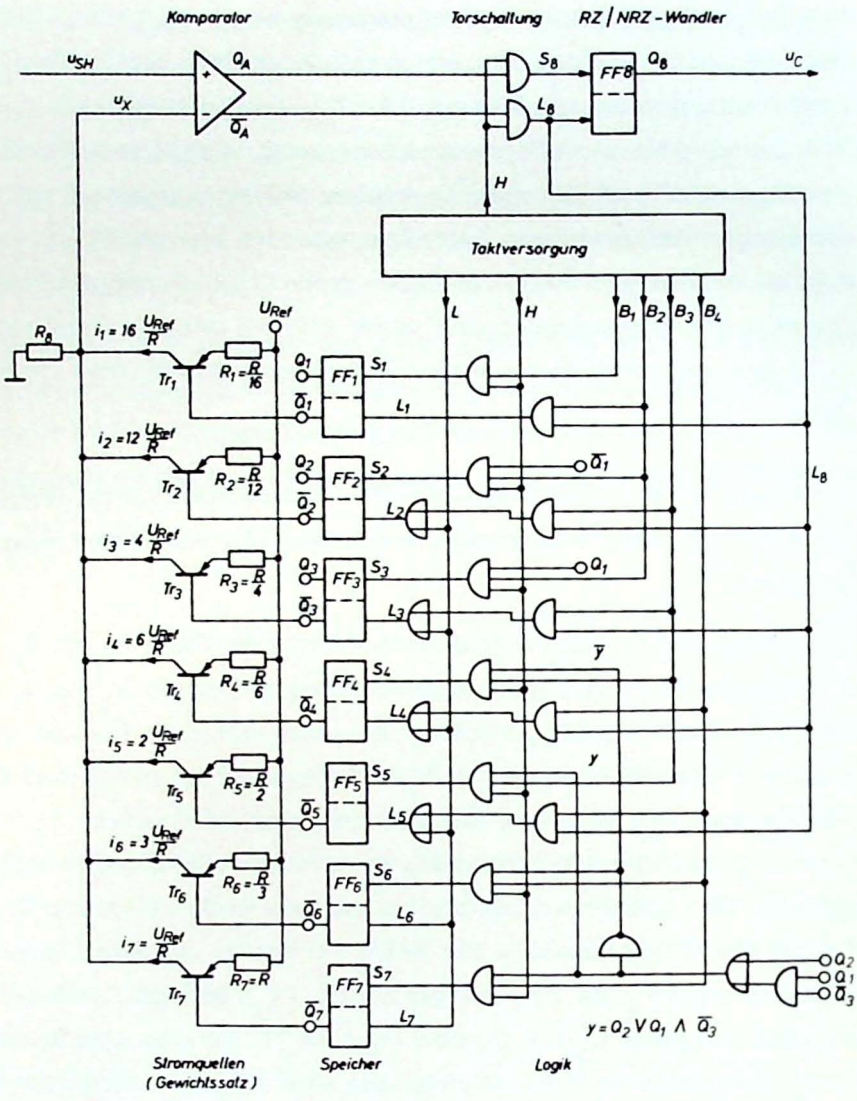



Bild 43: Schaltung eines nichtlinearen 4-Bit-Wägecodierers

mit dem Bewertungswiderstand $R_1 = R/16$ und der Referenzspannungsquelle $U_{Ref}$ ($U_{Ref} < U$) eine Stromquelle. $Tr_1$ läßt nun durch den Summationswiderstand $R_8$ den Strom $i_1 \approx U_{Ref}/R_1 = 16 \cdot (U_{Ref}/R)$ fließen,

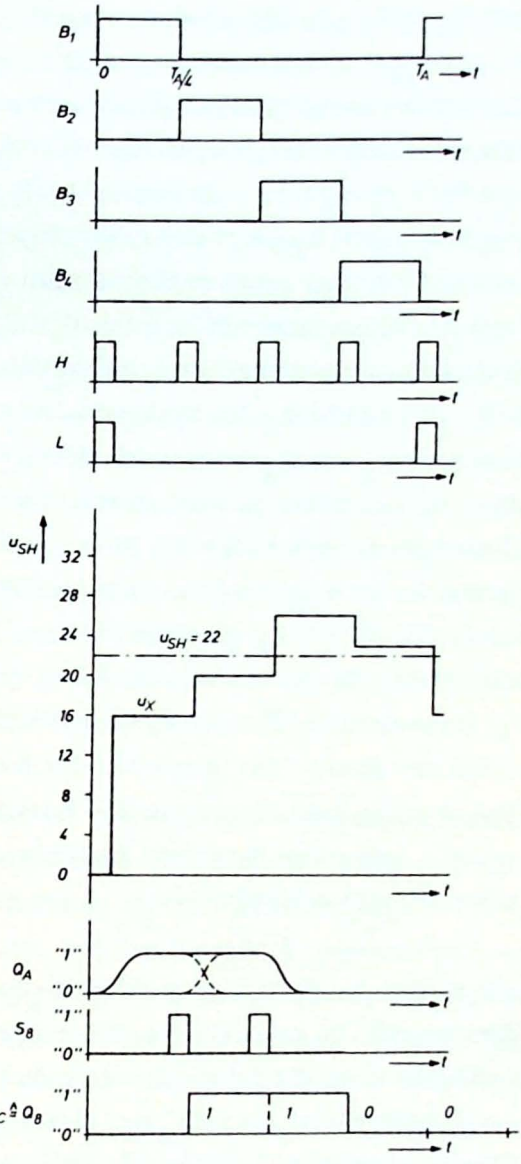



Bild 44:
Signale des nichtlinearen Wägecodierers nach Bild 43

so daß der Spannungsabfall $u_X = 16 \cdot (R_8/R) \cdot U_{Ref}$ auftritt. Anders ausgedrückt: im ersten Wägeschritt wird das größte "Gewicht" mit dem Wert 16 (normiert auf 16 Spannungseinheiten mit der Normierungsein-

heit $(R_8/R)U_{Ref}$) eingeschaltet; dieses Gewicht halbiert nach Bild 42 den gesamten Amplitudenbereich. Die Normierungseinheit $(R_8/R)U_{Ref}$ tritt bei den nachfolgenden Wägeschritten auch auf und ist eine Konstante des Codierers. Der Komparator bildet anschließend die Differenz zwischen der zu codierenden Analogspannung $u_{SH}$ und dem Rückkopplungssignal $u_X$. An seinen Ausgängen $Q_A$ und $\overline{Q_A}$ entstehen zwei zueinander komplementäre Signale: für $u_{SH} - u_X > 0$ nimmt $Q_A$ eine logische "1" an, andernfalls eine "0". $u_{SH}$ soll in diesem Beispiel 22 Einheiten (normiert) betragen; da dann $u_{SH} - u_X = 22 - 16 = 6 > 0$ ist geht der Ausgang $Q_A$ des Komparators in den Zustand "1" über. Die Ausgänge $Q_A$ und $\overline{Q_A}$ werden zur Zeit $t = T_A/4$ in einer Torschaltung mit dem Hilfstakt H abgetastet. Das Ausgangssignal $S_8$ des UND-Gatters besitzt hier den Wert "1" und repräsentiert das Ergebnis des 1. Wägeschrittes. Ein RZ/NRZ-Wandler (realisiert durch Flip-Flop $FF_8$) verlängert diesen Impuls zu einem NRZ-Binärimpuls, der das erste Codesymbol des Codiererausgangssignals $u_C$ darstellt. Der Sinn der Torschaltung besteht in der Berücksichtigung der Schalt- und Laufzeiten des Rückkopplungskreises (was sich in einer Zeitverzögerung des Komparatorsignals bemerkbar macht), indem eine definierte Gesamtverzögerung mit der Dauer eines Symbols eingeführt wird.

Mit Beginn des zweiten Wägeschrittes zur Zeit $t = T_A/4$ wird außerdem geprüft, ob das im ersten Wägeschritt angelegte Gewicht 16 weiterhin eingeschaltet bleiben soll; dies wird durch die Bildung der Löschbedingung für $FF_1$ erreicht: $L_1 = B_2 \wedge L_8$. Da hier $L_8$ = "0" und somit auch $L_1$ = "0" ist, bleibt der Ausgang $\overline{Q_1}$ von $FF_1$ auf "0" und $Tr_1$ bleibt leitend. Die Prüfung ergibt also, daß das Gewicht 16 weiterhin eingeschaltet bleibt. Damit wurde im ersten Schritt festgestellt, daß $u_{SH}$ entsprechend der Kompressorkenn-

linie von Bild 42 im Bereich der Segmente III oder IV liegen muß. Im 2. Wägeschritt erfolgt nun die Entscheidung, ob $u_{SH}$ in das Segment III oder IV fällt. Der Takt $B_2$ kann über logische Verknüpfungsglieder auf $FF_2$ und $FF_3$ einwirken. Für deren Setzbedingungen $S_2$ und $S_3$ gilt: $S_2 = H \wedge B_2 \wedge \overline{Q_1}$ = "0" und $S_3 = H \wedge B_2 \wedge Q_1$ = "1". $FF_3$ wird dadurch gesetzt ($\overline{Q_3}$ = "0") und der Transistor $Tr_3$ geht in leitenden Zustand über; $Tr_2$ dagegen bleibt wegen $Q_2$ = "0" gesperrt. Im Summationswiderstand $R_8$ fließt zusätzlich zum Strom $i_1$ ein Strom $i_3 \approx U_{Ref}/R_3 = 4 \cdot (U_{Ref}/R)$, was dem Gewicht 4 entspricht. Aus den beiden zur Wahl stehenden Gewichten 12 (über $FF_2$ einstellbar) und 4 wird also das Gewicht 4 eingeschaltet. Die Summe der Gewichte, nämlich 16 aus der 1. Wägung und 4 aus der zweiten ergibt einen Spannungsabfall von $u_X$ = 20 Einheiten, der erneut im Komparator mit $u_{SH}$ verglichen wird. Wegen $u_{SH} - u_X > 0$ bekommt $S_8$ abermals den Wert "1". Am Ausgang $Q_8$ von $FF_8$ erscheint als zweites Codesymbol eine "1". Damit wurde im 2. Wägeschritt festgestellt, daß $u_{SH}$ im Bereich des Segmentes IV liegen muß.

Im 3. und 4. Wägeschritt wird innerhalb des Segmentbereiches IV linear interpoliert. Zunächst der 3. Wägeschritt: Zusammen mit dem Takt $B_3$ steuert die Variable $L_8$, die jetzt den Wert "0" besitzt, das Flip-Flop $FF_3$ so, daß das Gewicht 4 eingeschaltet bleibt (die Löschbedingung $L_3 = B_3 \wedge L_8 \vee L$ ergibt "0", wobei das Symbol " $\vee$ " die ODER-Verknüpfung bedeutet). Der weitere Codiervorgang verläuft nun analog zu den oben beschriebenen beiden ersten Wägeschritten: die Setzbedingungen für $FF_4$ und $FF_5$ zum Zeitpunkt $t = T_A/2$ lauten: $S_4 = H \wedge B_3 \wedge \overline{Y}$ = "1" und $S_5 = H \wedge B_3 \wedge Y$ = "0", mit $Y = Q_2 \vee Q_1 \wedge \overline{Q_3}$. $FF_4$ wird gesetzt ($\overline{Q_4}$ = "0") und der Transistor $Tr_4$ geht in den leitenden Zustand über. Aus den beiden zur Diskussion stehenden Gewichten 6 ($i_4 \approx 6 \cdot U_{Ref}/R$) und 2 ($i_5 \approx 2 \cdot U_{Ref}/R$)

wird das Gewicht 6 ausgewählt. $u_X$ entspricht jetzt also dem Gesamtgewicht 16 + 4 + 6 = 26. Der Vergleich mit $u_{SH}$ ergibt $u_{SH} - u_X < 0$ und hat $S_8$ = "0" zur Folge. Das dritte Codesymbol ist demnach eine "0".

Im 4. Wägeschritt bewirkt das Ergebnis der 3. Wägung ($L_8$ = "1") zusammen mit $B_4$ wegen der Löschbedingung $L_4 = B_4 \wedge L_8 \vee L$ = "1" die Löschung von $FF_4$ ($\overline{Q_4}$ = "1"). Das Gewicht 6 wird also wieder entfernt. Wie aus der Schaltung nach Bild 43 hervorgeht, wird stattdessen von den zur Wahl stehenden Gewichten 3 und 1 das Gewicht 3 angelegt. Da die Spannung $u_X$ dem Wert 16 + 4 + 0 + 3 = 23 entspricht und immer noch größer als $u_{SH}$ ist, liefert der Komparator wiederum $S_8$ = "0", d.h. auch das 4. Codesymbol ist eine "0". Mit der Zurücknahme des Gewichtes 3 ist der Codiervorgang beendet und der nächste beginnt wieder mit dem Gewicht 16.

Jeder Wägeschritt dieses nichtlinearen 4-Bit-Codierers - außer dem ersten - verlangt eine Auswahl zwischen je zwei Gewichten. Insgesamt sind 7 verschiedene Gewichte erforderlich.

Zusammenfassend zeigt Bild 45 den Zusammenhang zwischen der Codiereingangsspannung $u_{SH}$, dem Ausgangssignal $u_C$ und den einzuschaltenden Gewichten.

Ein grober Vergleich der Schaltung des Wägecodierers mit derjenigen des Zählcodierers zeigt zunächst den höheren technischen Aufwand. Da der gesamte Codiervorgang jedoch in wesentlich weniger Teilschritten abläuft (n gegenüber $2^n - 1$ beim Zählcodierer), ist die erzielbare Codierzeit des Wägecodierers (bei Verwendung von gleichschnellen Bauelementen) deutlich kürzer.

Die geringste Codierzeit aller Codierer hat der Parallelcodierer, bei dem die Codierung in einem Schritt (abgesehen von der meist

| $u_{SH}$ | $u_C$ | Gewichte | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | | 1. Schritt | 2. Schritt | 3. Schritt | 4. Schritt |
| 0 | 0 0 0 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 3 | 0 0 0 1 | 0 | 0 | 0 | 3 |
| 6 | 0 0 1 0 | 0 | 0 | 6 | 0 |
| 9 | 0 0 1 1 | 0 | 0 | 6 | 3 |
| 12 | 0 1 0 0 | 0 | 12 | 0 | 0 |
| 13 | 0 1 0 1 | 0 | 12 | 0 | 1 |
| 14 | 0 1 1 0 | 0 | 12 | 2 | 0 |
| 15 | 0 1 1 1 | 0 | 12 | 2 | 1 |
| 16 | 1 0 0 0 | 16 | 0 | 0 | 0 |
| 17 | 1 0 0 1 | 16 | 0 | 0 | 1 |
| 18 | 1 0 1 0 | 16 | 0 | 2 | 0 |
| 19 | 1 0 1 1 | 16 | 0 | 2 | 1 |
| 20 | 1 1 0 0 | 16 | 4 | 0 | 0 |
| 23 | 1 1 0 1 | 16 | 4 | 0 | 3 |
| 26 | 1 1 1 0 | 16 | 4 | 6 | 0 |
| 29 | 1 1 1 1 | 16 | 4 | 6 | 3 |

a)

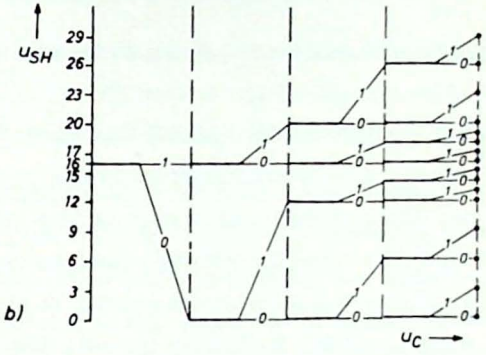



Bild 45: a) Zusammenhang zwischen den Ein- und Ausgangs-Signalen sowie den einzuschaltenden Gewichten des nichtlinearen 4-Bit-Wägecodierers nach Bild 43;
b) Codierschema

notwendigen Parallel-Serien-Wandlung) durchgeführt wird. Ein besonders anschauliches Beispiel dafür ist die "Codierröhre".

### 2.2.2.3 Codierung mit der "Codierröhre"

Die Codierröhre hat nach Bild 46 den Systemaufbau einer Kathodenstrahlröhre. Die Kathode emittiert einen Elektronenstrahl, auf den

die Felder der X- und Y-Ablenkplatten einwirken. Vor der Auffangplatte befindet sich eine Codemaske mit n (in diesem Beispiel ist n = 3) vertikalen und s (hier: s = 8) horizontalen Lochreihen. Die Lochkombinationen ergeben einen n-stelligen binären Code; wie weiter unten begründet wird, ist der Gray-Code nach Bild 38b dafür besonders geeignet.

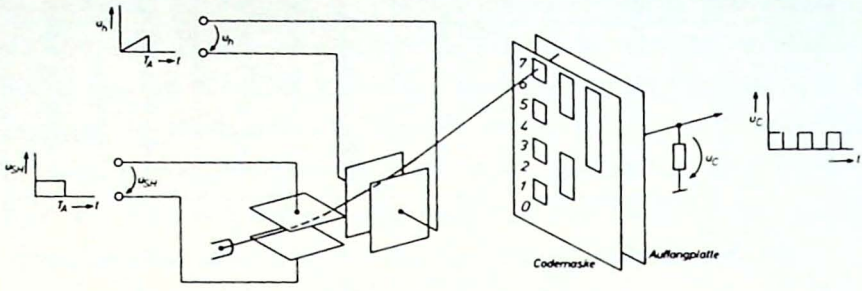



Bild 46: Grundsätzlicher Aufbau eines Codierers mit der „Codierröhre"

Der Codiervorgang beginnt damit, daß man das zu codierende Signal $u_{SH}$ als Ablenkspannung an die Y-Ablenkplatten anlegt, wodurch der Elektronenstrahl in eine zu ihm proportionale Höhe gebracht wird, d.h. die Zuordnung zwischen dem zu codierenden Signal und dem jeweiligen Codewort erfolgt in einem Schritt. Die Ablenkspannung $u_h$ an den X-Platten ist eine Sägezahnschwingung und bewegt den Strahl (hier in der Zeit $T_A$) horizontal über die Codemaske. Tritt der Elektronenstrahl dabei durch ein Loch der Maske, so fließt über die Auffangplatte ein Stromimpuls, was einer logischen "1" entspricht. Wird dagegen der Strahl von der Codemaske unterbrochen, kann kein Strom über die Auffangplatte fließen; dies entspricht einer "0". Das Ergebnis ist ein Code in Serienform, d.h. die X-Ablenkung des Strahles über einen Ausschnitt aus der Codemaske ist vergleichbar mit einer Parallel-Serien-Wandlung.

Die Anwendung dieser Codiermethode ist mit einem prinzipiellen Fehler verbunden: wenn der zu codierende Abtastwert einen Strahlenverlauf genau in der Mitte zwischen zwei Lochreihen verursacht, ist die Wahrscheinlichkeit, daß der Strahl die obere oder untere Lochreihe überstreicht, gleich groß. Es kann somit vorkommen, daß sich der Strahl beim Ermitteln des ersten Codesymbols für die obere Lochreihe, beim zweiten Codesymbol dagegen für die untere Lochreihe entscheidet. Dieser Fehler kann durch ein der Codemaske vorgeschaltetes "Quantisierungsgitter" klein gehalten werden; noch wirkungsvoller ist jedoch die Anwendung des schon genannten Grayschen Codierschemas; bei diesem Code ändert sich beim Übergang von einer waagrechten Lochreihe auf die benachbarte immer nur ein Loch der jeweiligen Kombination. Damit wird der gesamte Codierfehler kleiner als ein Stufenwert.

Der Parallelcodierer erfordert einen großen technischen Aufwand, was bei der Codierröhre z.B. durch hohe Anforderungen an die mechanische Präzision der Codemaske ausgedrückt wird.

Entsprechend dem Blockschaltbild nach Bild 36 sollte an dieser Stelle die Technik der Signalumsetzung diskutiert werden. Da jedoch die Ausführung des Signalumsetzers wesentlich von der Art des Übertragungsmediums abhängig ist, sollen diese beiden Einrichtungen im folgenden Abschnitt 2.3: "Der Übertragungskanal" gemeinsam behandelt werden.

## 2.3 *Der Übertragungskanal*

Nach Abschnitt 1.7 besteht der Übertragungskanal aus einem Übertragungsmedium (z.B. einer Leitung) und Regenerativverstärkern.

Die Regenerativverstärker mit der Blockschaltung nach Bild 18 haben zwei Aufgaben: erstens sollen sie die Verzerrungen des Übertragungsmediums aufheben und zweitens Störungen auf dem Kanal unterdrücken, die bei einem technischen Übertragungssystem nach Bild 36 z.B. durch die gegenseitige Beeinflussung der Signale der Hin- und Rückrichtung entstehen. Die Wahrscheinlichkeit für eine fehlerhafte Regeneration wächst mit fallendem Signal- zu Störleistungsverhältnis, das wiederum mit der Leitungslänge abnimmt. In einem technischen Übertragungskanal wird deshalb die gesamte Übertragungsstrecke in Teilabschnitte aufgegliedert, die je aus einem Übertragungsmedium entsprechend verkürzter Länge und einem Regenerativverstärker bestehen. Damit genügt es, sich bei der genaueren Beschreibung der Übertragungsstrecke auf einen Teilabschnitt (oft auch Regeneratorfeldlänge genannt) zu beschränken.

### 2.3.1 Übertragungsmedien und Signalumsetzer

Die Übertragungsmedien lassen sich grob in draht- oder leitergebundene Verbindungen (Leitungen) und drahtlose oder Funkverbindungen einteilen. Zu den draht- oder leitergebundenen Übertragungsmedien zählen u.a. die symmetrische Doppelleitung, die Koaxialleitung und die Hohlleitung. Die einzelnen Übertragungsmedien unterscheiden sich in erster Linie durch ihr Frequenzverhalten und man kann sie danach in Tiefpaß-, Hochpaß- und Bandpaßmedien einteilen.

Ein typisches Hochpaßmedium ist die Hohlleitung. Sie besteht aus einem einzigen Leiter in Form eines Rohres mit sehr gut leitender Wand. Die Wellenausbreitung ist erst ab einer bestimmten

Grenzfrequenz möglich, woraus sich der Hochpaßcharakter dieses Übertragungsmediums ergibt.

Richtfunk- und Satellitenverbindungen haben den Charakter von Bandpaßmedien, d.h. bezüglich der Wellenausbreitung existieren eine untere und eine obere Grenzfrequenz.

Die Übertragung von PCM-Signalen über die genannten Hochpaß- und Bandpaßmedien ist nur in einer Trägerfrequenzlage, d.h. in Verbindung mit einer weiteren Modulationsstufe möglich. Als Modulationsverfahren werden häufig die Frequenz- oder die Phasenmodulation nach Abschnitt 1.6 verwendet. Die Regeneration erfolgt in der Regel in der ursprünglichen Frequenzlage, dem Basisband.

Eine reine Basisbandübertragung von PCM-Signalen läßt sich nur mit Tiefpaßmedien, insbesondere mit der symmetrischen Doppelleitung und der Koaxialleitung durchführen. Der Frequenzgang dieser Leitungen ist vom Leitermaterial, von den geometrischen Abmessungen (Leiterdurchmesser und -abstand), von der Leiterisolation und anderen Faktoren abhängig. Der Tiefpaßcharakter wird wesentlich bestimmt durch den Einfluß des "Skineffektes", der besagt, daß ab einer bestimmten Grenzfrequenz $f_w$ die Dämpfungskonstante $\alpha$, d.h. die kilometrische Dämpfung, nach der Gleichung

$$\alpha(f) \sim \sqrt{\frac{f}{f_w}} \quad N_p/km \tag{107}$$

proportional zur Wurzel aus der Frequenz wächst. Für Frequenzen $f < f_w$ ist $\alpha$ näherungsweise konstant. Der typische Verlauf von $\alpha$ als Funktion der Frequenz f ist in Bild 47a für eine papierisolierte Doppelleitung dargestellt.

Den Verlauf der Phasenkonstanten β zeigt Bild 47b: β nimmt bei tiefen Frequenzen mit der Wurzel aus der Frequenz und im Bereich höherer Frequenzen näherungsweise proportional zur Frequenz f zu.

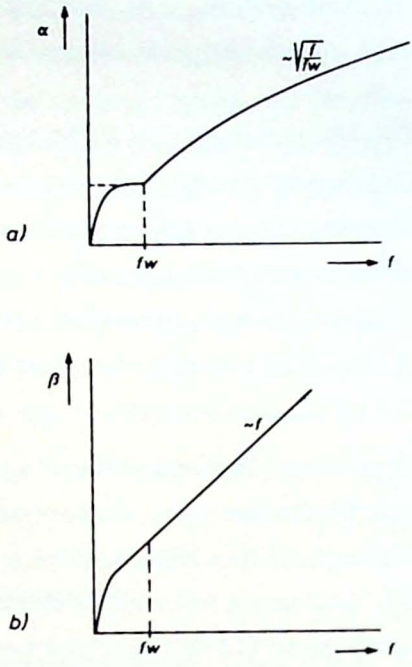



Bild 47:
Charakteristische Eigenschaften einer Doppelleitung. a) Typischer Verlauf der Dämpfungskonstanten α und b) der Phasenkonstanten ß, in Abhängigkeit von der Frequenz f

Aus den Leitungskonstanten α und β läßt sich auch die Übertragungfunktion $G_M(f)$ der Leitung nach der Beziehung

$$G_M(f) = e^{-\alpha \cdot l} \cdot e^{-j\beta l} \quad (107\,b)$$

berechnen; dabei ist l die Leitungslänge. In Abschnitt 2.3.2.1 (Bild 49) wird gezeigt, wie man $G_M(f)$ approximieren kann.

Aus dem oben Gesagten geht hervor, daß die Doppelleitung bei hohen Frequenzen hauptsächlich Dämpfungsverzerrungen, bei tiefen Fre-

quenzen dagegen vorwiegend Phasenverzerrungen aufweist. Diese Aussage gilt in ähnlicher Weise auch für die Koaxialleitung. Weitere Verzerrungen entstehen durch die Ankopplung der Leitungen an den Sender und den Empfänger bzw. die Regenerativverstärker des PCM-Systems. Beispielsweise muß die symmetrische Doppelleitung über Symmetrierglieder, häufig durch Übertrager realisiert, angeschlossen werden, welche die tiefen Frequenzen bedämpfen und den Gleichstromanteil eines Signals sogar völlig unterdrücken. Die resultierende Übertragungsfunktion aus Leitung und Übertrager hat also strenggenommen Bandpaßcharakter, allerdings mit sehr tief liegender unterer Grenzfrequenz. Die Bandpaßbegrenzung verursacht sogenannte "Nullinienwanderungen", auf die im folgenden Abschnitt noch näher eingegangen wird.

Der Einfluß dieser Verzerrungen bei tiefen Frequenzen wird in der Praxis häufig durch eine Umcodierung des im Codierer entstehenden binären PCM-Signals reduziert. Bild 48 zeigt als Beispiel einen Signalumsetzer (Kanalcodierer) zur Umwandlung eines Binärcodes mit den Symbolen "0" und "1" in einen Ternärcode mit den Symbolen "0", "+1" und "-1". Die "1"-Codesymbole des Binärcodes werden bei diesem speziellen Ternärcode alternierend als "1"- oder als "-1"-Codesymbole interpretiert, während die binäre "0" auch beim Ternärcode als "0" gesendet wird. Der so entstehende Code heißt "Bipolarcode 1. Ordnung".

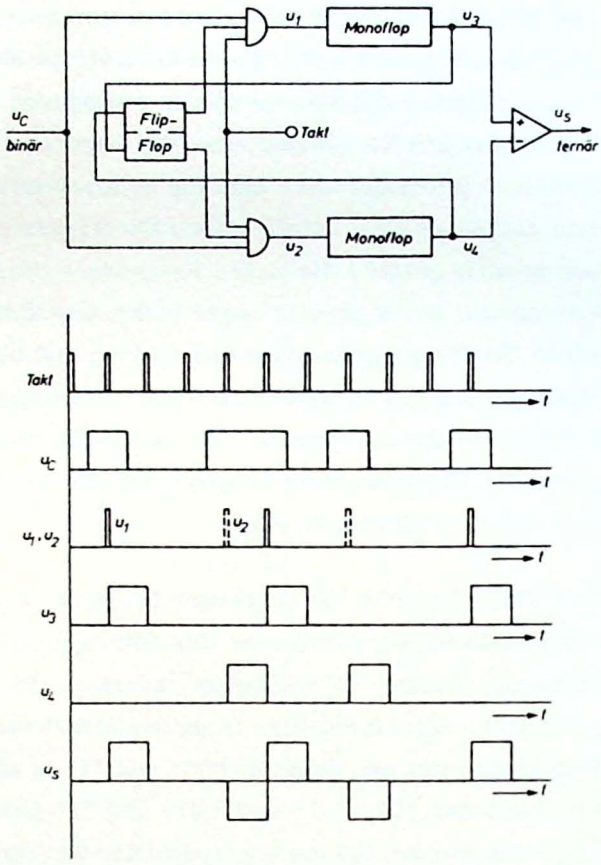



Bild 48: Signalumsetzer zur Umwandlung eines Binärcodes in einen Ternärcode

### 2.3.2 Technische Lösungen der Basisbandregeneration

Die folgenden Abschnitte beschäftigen sich mit technischen Lösungen zur Basisbandregeneration, die in diesem Beispiel darin besteht, ein binäres, amplitudengetastetes NRZ-Sendesignal mit Rechteckimpulsform möglichst unverzerrt über eine symmetrische Doppelleitung zu übertragen. Die Bezeichnungen entsprechen denen der Bilder 18 und 19.

### 2.3.2.1 Empfangsfilter, Gleichstromwiedergewinnung

Das binäre NRZ-Sendesignal $u_S(t)$ besteht aus einer im allgemeinen Fall statistischen Folge von Codesymbolen, deren Rechteckimpulsform auf der Übertragungsleitung mit der Übertragungsfunktion $G_M(f)$ verzerrt wird: die Dämpfungsverzerrungen der Leitung verbreitern die Impulse, während die Phasenverzerrungen eine Unsymmetrie der Impulsform hervorrufen. Dadurch überlappen sich benachbarte Impulse teilweise und erzeugen das sogenannte "Nachbarimpulsnebensprechen" ("intersymbol interference").

Ein idealer Entzerrer mit der Übertragungsfunktion $G_E(f) = 1/G_M(f)$ würde die gegenseitige Beeinflussung der Codesymbole wieder vollständig aufheben. Ein technischer Entzerrer dagegen besitzt eine Übertragungsfunktion $G_{E,t}(f)$ und ist so dimensioniert, daß

(108) $$G_{E,t}(f) \cdot G_M(f) \approx \text{konst.} \qquad \text{für } 0 \leq f \leq f_g$$

nur bis zu einer oberen Grenzfrequenz $f_g$ gilt. Der technische Entzerrer ist also gleichbedeutend mit einem Empfangsfilter nach Bild 18, denn er läßt sich aufspalten in den idealen Entzerrer $G_E(f)$ und den Impulsformer $G_I(f)$. Seine Übertragungsfunktion lautet:
$G_{E,t}(f) = G_E(f) \cdot G_I(f)$.

Die Lage der Grenzfrequenz $f_g$ und der Grad der begrenzenden Filterflanke des Impulsformers bestimmen die Impulsform $u_I(t)$. Einige technisch wichtige Impulsformen wurden bereits in Bild 17 vorgestellt. Die Übertragungsfunktion $G_I(f)$ des Impulsformers muß nach Abschnitt 1.7.2 so optimiert werden, daß der Störabstand an seinem Ausgang maximal wird.

Die durch Gleichung (108) beschriebene Übertragungsfunktion des technischen Entzerrers läßt sich auf mehrere Arten realisieren, wie in den folgenden Beispielen gezeigt wird.

Bild 49a zeigt als erstes Beispiel einen passiven Dämpfungsentzerrer, der aus einem überbrückten T-Glied besteht. Die Dimensionierung dieses Entzerrers ist verhältnismäßig einfach, wenn für die Übertragungsfunktion der Leitung im Frequenzbereich $0 \leq f < f_g$ näherungsweise

$$(109) \qquad G_M(f) \approx G_M(0) \cdot \frac{1}{1 + j\left(\frac{f}{f_w}\right)}$$

angesetzt werden kann. Diese Näherung, in der die Grundlaufzeit der Leitung unberücksichtigt ist, ist für nicht zu große Leitungslängen zulässig. Die tatsächliche Übertragungsfunktion der Leitung und ihre Näherung entsprechend Gl. (109) sind in Bild 49 jeweils durch ihren betragsmäßigen Reziprokwert (Dämpfung) dargestellt, wobei im Gegensatz zu Bild 47a beide Achsen logarithmisch geteilt sind ("Bode-Diagramm").

Für das überbrückte T-Glied gilt mit den Bezeichnungen von Bild 49a allgemein:

$$(110) \qquad G_{E,t} = \frac{1}{1 + \frac{\mathfrak{Z}}{Z_M}}$$

Mit $\mathfrak{Z} = R/(1 + j2\pi fRC)$ nimmt Gl. (110) die Form

$$(111) \qquad G_{E,t} = \frac{Z_M}{R + Z_M} \cdot \frac{1 + j2\pi fRC}{1 + j2\pi fRC \cdot \frac{Z_M}{R + Z_M}}$$

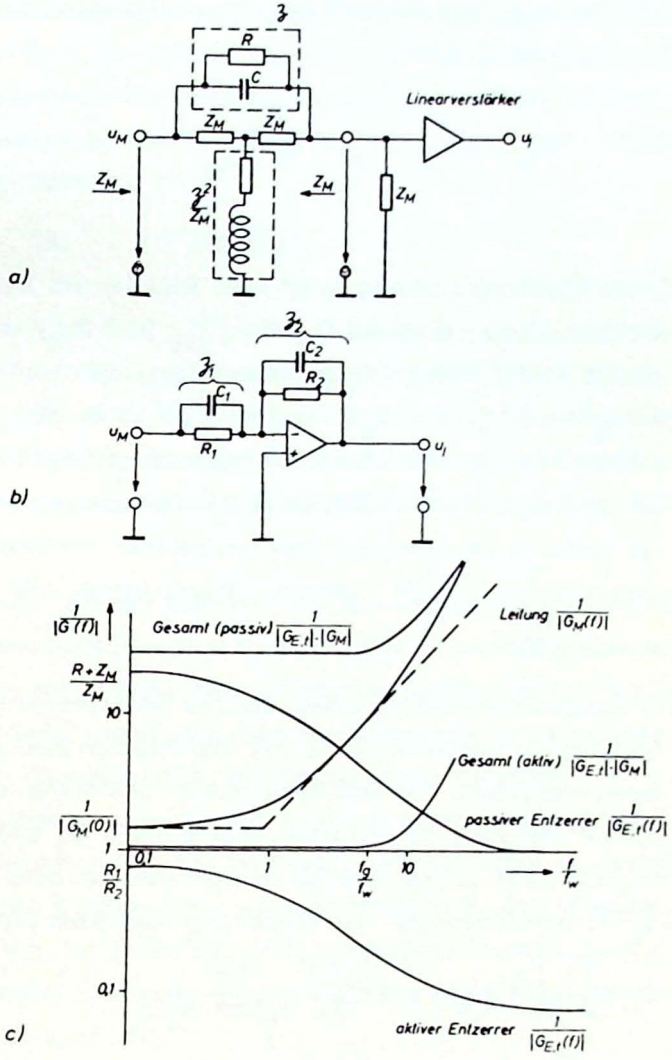



Bild 49: Empfangsfilter; a) passiver Dämpfungsentzerrer, b) aktiver Dämpfungsentzerrer, c) Übertragungsfunktionen von Leitung und Entzerrern im Bodediagramm

an. $|1/G_{E,t}|$ ist in Bild 49c ebenfalls aufgetragen, und zwar für den Spezialfall, daß $f_w = 1/2\pi RC$ ist. Mit dieser Dimensionierung

erhält man für die resultierende Übertragungsfunktion aus Leitung und Entzerrer:

$$(112) \qquad G_{E,t} \cdot G_M = G_M(0) \frac{Z_M}{R + Z_M} \cdot \frac{1}{1 + j2\pi f RC \cdot \frac{Z_M}{R + Z_M}}$$

Diese Übertragungsfunktion ist nach Bild 49c im Bereich $0 \leq f < f_g$ annähernd konstant gleich $G_M(0) \cdot [Z_M/(R + Z_M)]$ und erfüllt somit Gl. (108). Nachteilig an diesem Entzerrer ist, daß die Konstante $G_M(0) \cdot [Z_M/(R + Z_M)]$ sehr klein ist, z. B. 0, 1; dies bedeutet, daß der Pegel des Empfangsfiltersignals $u_I(t)$ sehr viel niedriger ist als der Pegel des Sendesignals $u_S(t)$. Das entzerrte Signal muß also zur weiteren Verarbeitung linear verstärkt werden, z. B. um den Faktor $\frac{1}{G_M(0)} \cdot \frac{R+Z_M}{Z_M}$, wenn der Pegelverlust voll ausgeglichen werden soll.

Demgegenüber wird bei einem aktiven Dämpfungsentzerrer nach Bild 49b die Verstärkung mit der eigentlichen Entzerreraufgabe zusammengefaßt. Die Schaltung besteht aus einem Operationsverstärker und zwei RC-Parallelkombinationen $\mathfrak{Z}_1$ und $\mathfrak{Z}_2$. Die Übertragungsfunktion läßt sich näherungsweise aus dem Verhältnis $\mathfrak{Z}_2/\mathfrak{Z}_1$ berechnen. Auf den Entzerrer angewandt gilt mit

$$\mathfrak{Z}_1 = \frac{R_1}{1+j2\pi f \cdot R_1 C_1} \quad \text{und} \quad \mathfrak{Z}_2 = \frac{R_2}{1+j2\pi f \cdot R_2 C_2}$$

$$(113) \qquad G_{E,t}(f) \approx -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1+j2\pi f\, R_1 C_1}{1+j2\pi f\, R_2 C_2}$$

Gl. (113) hat dieselbe Gestalt wie Gl. (108), jedoch kann in ihr das Widerstandsverhältnis $R_1/R_2$ so gewählt werden, daß es z. B.

denselben Wert annimmt wie der konstante Faktor $G_M(0)$ der Leitung. Für den Fall $f_w = 1/2\pi R_1 C_1$ bedeutet diese Dimensionierung, daß die resultierende Übertragungsfunktion aus Leitung und nachgeschaltetem Entzerrer

$$(114) \quad G_{E,t} \cdot G_M \approx -\frac{1}{1 + j2\pi f R_2 C_2}$$

im Frequenzbereich $0 \leq f < f_g$ gleich -1 ist, d.h. der Pegel am Ausgang des Empfangsfilters ist ebenso groß wie der Pegel am Leitungseingang. Für beide behandelten Entzerrer gilt gleichermaßen, daß nach Gl. (112) und Gl. (114) die resultierenden Übertragungsfunktionen im interessierenden Frequenzbereich eine nahezu lineare Phase besitzen.

Die Dimensionierung des passiven und des aktiven Entzerrers wurden im Frequenzbereich vorgenommen. Für einen dritten Entzerrer, den Echoentzerrer, ist die Betrachtung im Zeitbereich anschaulicher. Bild 50 zeigt einen einfachen Spezialfall dieses Entzerrers. Ein mit einem Widerstand $R_3$ gegengekoppelter Verstärker ist mit zwei Eingangssignalen beschaltet: an den positiven Eingang wird über einen Widerstand $R_2$ das verzerrte Leitungssignal $u_M$ gelegt, an den negativen Eingang über einen Widerstand $R_1$ das in einem Laufzeitglied um die Symboldauer $T_S$ verzögerte Signal $u_M(t-T_S)$. Mit der Dimensionierung $R_2 = R_3$ und $R_3 < R_1$ gilt für das Ausgangssignal $u_I$ des Entzerrers:

$$(115) \quad u_I(t) = u_M(t) - \frac{R_3}{R_1} \cdot u_M(t-T_S)$$

Speziell für $\frac{R_3}{R_1} = \frac{u_M(2T_S)}{u_M(T_S)}$ nimmt $u_I(2T_S)$ den Wert 0 an, d.h.

die Amplitude des entzerrten Signals ist im Zeitpunkt $2T_S$ nur vom betrachteten Sendeimpuls, nicht aber von folgenden Impulsen abhängig. Dieser Echoentzerrer läßt sich auf kompliziertere Strukturen erweitern, so daß sich z. B. auch bei $3T_S$ ein Nulldurchgang im Signal $u_I$ erzwingen läßt, usw.

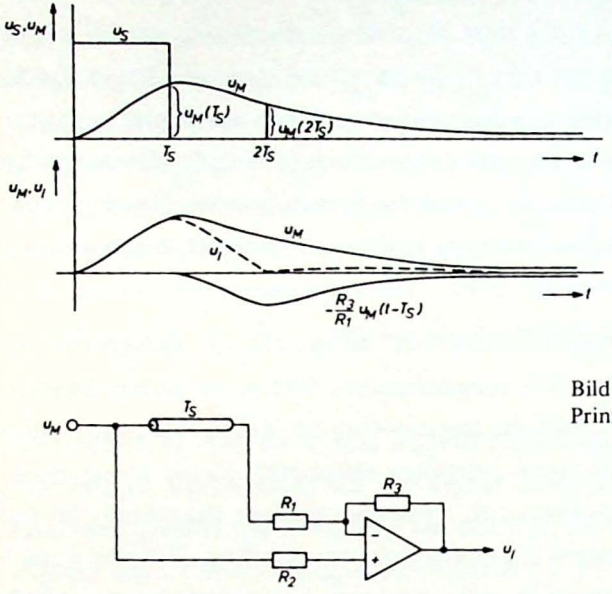






Bild 50:
Prinzip des Echoentzerrers

Neben den Dämpfungs- und Phasenverzerrungen auf der Leitung wirken auf die Sendeimpulse bei der Übertragung die bereits weiter oben angesprochenen Bandpaßverzerrungen ein, die bei einer symmetrischen Leitung als Übertragungsmedium durch die Verwendung von Übertragern zustande kommen. Die Bandpaßübertragungsfunktion für die in Bild 51a gezeigte typische Anordnung berechnet sich zu

$$(116) \quad G_B(f) = G_M(f) \cdot G_{E,t}(f) \cdot G_{\ddot{U}}(f)^2$$

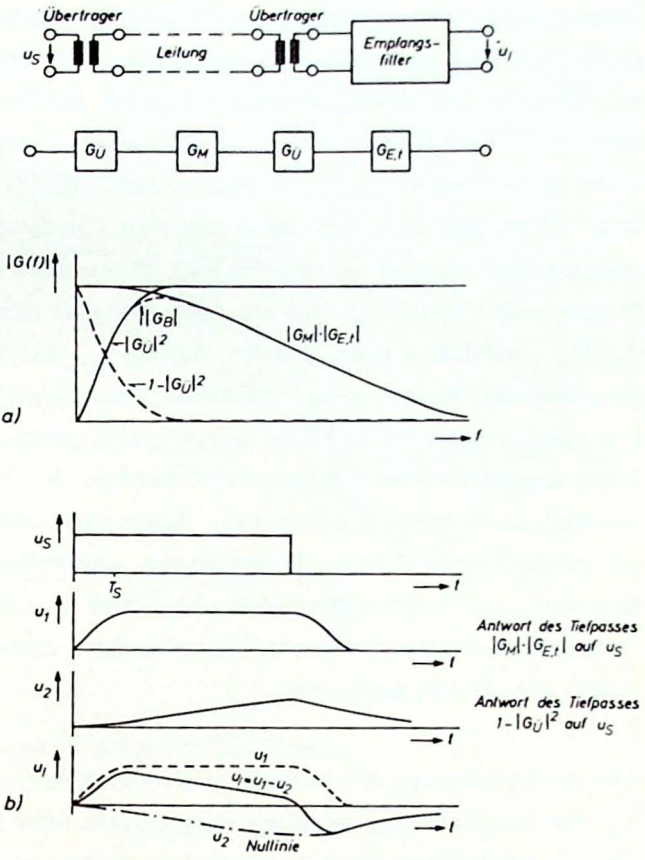



Bild 51: Erläuterungen zur Wirkung der Bandpaßverzerrungen bei Abtrennung der tiefen Spektralanteile des Sendesignals $u_S$
a) Aufbau einer Übertragungsstrecke mit Übertragern und zugehörigen Übertragungsfunktionen; b) Entstehung des verzerrten Signals $u_I$

und hat den in Bild 51b gezeigten Verlauf. In den meisten praktischen Fällen ist die durch die Übertrager gegebene untere Grenzfrequenz von $G_B(f)$ sehr klein verglichen mit der oberen Grenzfrequenz, die durch die Übertragungsfunktion des Empfangsfilters bestimmt ist. Bild 51b erläutert die Wirkung der Bandpaßbegrenzung auf die Übertragung eines Sendesignals $u_S$, das eine längere

Folge von "1"- und "0"-Impulsen enthält. Das Spektrum dieser Folge weist Anteile bei sehr tiefen Frequenzen auf, insbesondere bei der Frequenz Null (Gleichstrom), die durch die Übertrager (Hochpaß) ausgefiltert werden, was - im allgemeinen abhängig von der Statistik der Codesymbole - zu sogenannten "Schwankungen der Nullinie" führt. Bild 51b zeigt das zugehörige Empfangssignal $u_I$ am Ausgang des Bandpasses; es setzt sich näherungsweise aus der Differenz des Signals $u_1$, das als Antwortsignal des Tiefpasses $G_M \cdot G_{E,t}$ aufzufassen ist, und des Signals $u_2$, das bei der Übertragung über den Tiefpaß $1-G_{\ddot{U}}^2$ entstünde, zusammen. Da die Detektion von $u_I$ bereits bei der Überlagerung mit geringen Störungen zu Fehlern führen würde, muß versucht werden, die Schwankungen der Nullinie rückgängig zu machen, indem die durch die Übertrager ausgefilterten Frequenzkomponenten, speziell der Gleichstrom, dem Signal $u_I$ wieder zugesetzt werden. Dies geschieht in einer "Schaltung zur Gleichstromwiedergewinnung", dessen prinzipieller Aufbau aus Bild 52 hervorgeht.

Für die Erläuterung der Wirkungsweise wird vom Ausgangssignal $u_Z$ des Amplitudenregenerators ausgegangen (das nahezu identisch ist mit dem Sendesignal $u_S$), aus dessen Spektrum derjenige Spektralanteil herausgefiltert wird, der dem Eingangssignal $u_I$ wegen der Begrenzung der tiefen Frequenzen verloren gegangen ist. Dies geschieht in einem Tiefpaßfilter mit der Übertragungsfunktion

$$G_F(f) = 1 - G_{\ddot{U}}(f)^2 \tag{117}$$

Das Ausgangssignal $u_F$ dieses Filters wird nun in einem Summationsverstärker zum Eingangssignal $u_I$ addiert, so daß an dessen Ausgang das lediglich tiefpaßbegrenzte Summensignal $u_I^*$ gebildet

wird. Durch die nachfolgende Amplitudenregeneration schließlich wird aus diesem Signal das gewünschte Ausgangssignal $u_Z$ gewonnen.

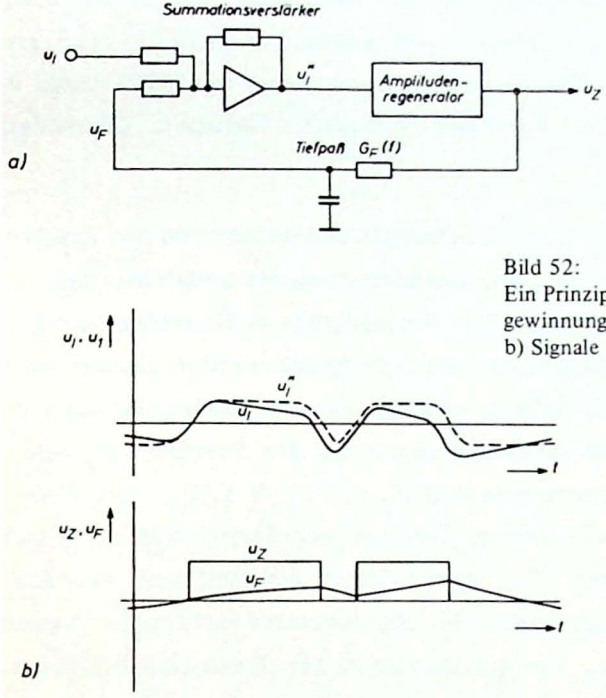



Bild 52:
Ein Prinzip zur Gleichstromwiedergewinnung; a) Schaltung; b) Signale

Wie bereits in Bild 48 am Beispiel eines Signalumsetzers zur Umwandlung eines Binärcodes in einen Ternärcode gezeigt wurde, kann die Schwankung der Nullinie auch durch eine geeignete Wahl des Übertragungscodes verhindert werden. Die Aufgabe dieser Signalumsetzung besteht dann darin, lange "1"- und "0"-Folgen zu vermeiden, was zur Folge hat, daß das Spektrum des Codes unterhalb der Grenzfrequenz der Übertrager keine nennenswerten Spektralanteile aufweist.

### 2.3.2.2 Amplituden- und Zeitregenerator, Taktaussiebung

Der erste Schritt zur vollständigen Regenerierung des entzerrten und geformten Signals $u_I$ besteht in der Regeneration seiner Amplituden im Amplitudenregenerator, der bereits bei der Erläuterung der Schaltung zur Gleichstromwiedergewinnung (Bild 52) beschrieben wurde. Der Amplitudenregenerator erzeugt ein NRZ-Signal $u_Z$, dessen Amplituden mit denen des gesendeten Signals $u_S$ übereinstimmen.

Die Symboldauer $T_Z$ dagegen schwankt und weicht von der Sendeimpulsdauer $T_S$ um $\Delta T_Z$ ab. Um auch noch die zeitliche Lage der Signalflanken mit denen des Sendesignals in Übereinstimmung zu bringen, wobei die Amplituden beibehalten werden (dieser Vorgang heißt Zeitregeneration), benötigt man ein Taktsignal $u_T$ mit der Frequenz $f'_S$, die möglichst genau mit der Frequenz $f_S$ des Sendesignals übereinstimmen soll ($f'_S = 1/T'_S \approx 1/T_S$). Die Flanken dieses Taktsignals weisen in einem technischen System jedoch geringe Schwankungen $\Delta T'_S$, auch "Jitter" genannt, auf, die sich direkt auf das Ausgangssignal des Regenerativverstärkers übertragen, da das Signal $u_Z$ von $u_T$ jeweils in der Symbolmitte (genauer im zeitlichen Mittelwert aller Symbolmitten) abgetastet wird.

Das Taktsignal $u_T$ kann z. B. einer zur Übertragungsstrecke parallel laufenden "Taktleitung" entnommen werden (Fremdsynchronisation). Üblicherweise wird das Taktsignal jedoch aus dem Empfangssignal selbst abgeleitet (Eigensynchronisation). Dies ist möglich, weil die zeitliche Lage der Impulse des Empfangssignals immer dann festgelegt wird, wenn ein Symbolwechsel von "0" nach "1" und umgekehrt stattfindet. Bild 53b zeigt eine binäre Codesymbolfolge $u_I$, aus der durch Differentiation ein Signal $u_1$ erzeugt wird, das bei

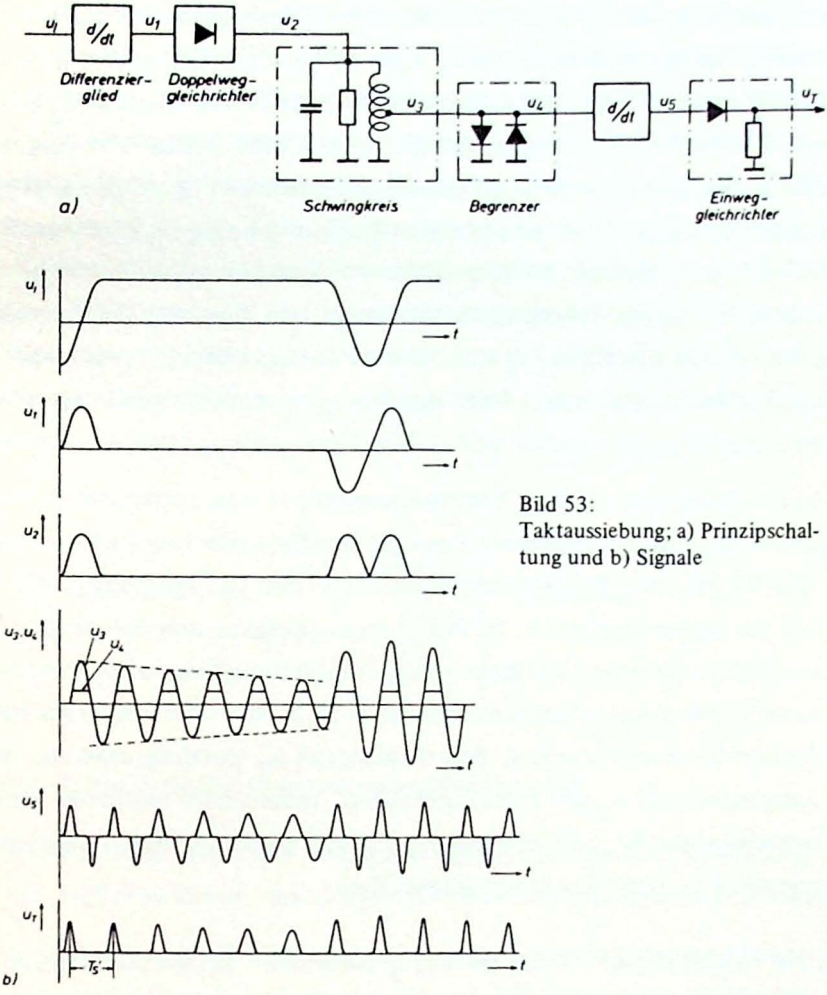



Bild 53:
Taktaussiebung; a) Prinzipschaltung und b) Signale

jedem Symbolwechsel "0" auf "1" einen positiven Impuls enthält und bei jedem Symbolwechsel "1" auf "0" einen negativen. Durch Doppelweggleichrichtung erhält man daraus das Signal $u_2$, in dem der kürzeste Abstand zweier Impulse ungefähr $T_S$ ist. Das gewünschte Taktsignal $u_T$ entsteht schließlich, wenn $u_2$ in eine periodische Impulsfolge mit dem Impulsabstand $T'_S$ umgeformt wird. Die fehlenden

Impulse in $u_2$ lassen sich durch ein schmalbandiges, möglichst genau auf die Symbolfolgefrequenz $f'_S = 1/T'_S$ abgestimmtes Resonanzfilter erzeugen (siehe Bild 53a). Jeder Impuls des Signals $u_2$ stößt den Schwingkreis an und verursacht eine sinusförmige Schwingung, deren Amplituden wegen der Schwingkreisdämpfung exponentiell gedämpft abklingen. Bei jedem neuen Impuls überlagert sich die Summe der Teilschwingungen vorangegangener Impulse mit der durch den neuen Impuls erzeugten Schwingung. Am Ausgang des Schwingkreises tritt das Signal $u_3$ auf, in dem (bei geringer Dämpfung) die Zeitintervalle ohne Anstoßimpulse in $u_2$ durch eine Folge von Impulsen ergänzt wurden (siehe Bild 53b).

Durch Störungen auf dem Übertragungskanal und wegen der Interferenz aufeinanderfolgender Symbole weichen die Impulse des Signals $u_2$ um $\Delta T_Z$ von der zeitlichen Lage der dazugehörigen Flanken des Sendesignals ab. Da das Ausgangssignal des Schwingkreises jedoch ein Summensignal vieler Teilschwingungen ist, werden diese Schwankungen stark vermindert, d.h. der Schwingkreis reduziert die Verzerrungen. Das Taktsignal $u_T$ gewinnt man aus dem Ausgangssignal $u_3$ des Schwingkreises, indem man letzteres amplitudenbegrenzt ($u_4$), differenziert ($u_5$) und gleichrichtet, wodurch nur positive Nadelimpulse übrigbleiben.

Eine zweite Art der Taktaussiebung bietet der aktive phasengeregelte Oszillator, dessen Prinzipschaltung in Bild 54 dargestellt ist. Kernstück dieser Schaltung ist ein spannungsgesteuerter Oszillator VCO (" voltage controlled oscillator"), dessen Frequenz $f'_S$ und damit auch dessen Phase $\varphi_T$ steuerbar ist: Dazu wird in einem Phasenkomparator aus dem Eingangssignal $u_1$ ein Signal $u(\varphi_Z)$ erzeugt, dessen Amplitude proportional zur Phase $\varphi_Z$ ist, und ein zweites entsprechendes Signal $u(\varphi_T)$ aus dem VCO-Signal abgelei-

tet. Das Ausgangssignal $u_2$ dieses Phasenkomparators besitzt eine Amplitude, die proportional zur Phasendifferenz $\varphi_T - \varphi_Z$ ist. $u_2$ wird nun in einem Tiefpaß gefiltert und steuert die Frequenz $f_S'$ des VCO so, daß die Phasendifferenz verringert wird, d.h. es tritt eine Gegenkopplung auf. Der Tiefpaß hat die Aufgabe, die Schwankungen $\Delta T_Z$, die sich als kurzzeitige Abweichung der Phase $\varphi_Z$ von der Sollphase bemerkbar machen, vom Oszillator fernzuhalten. Eine langsame Frequenzänderung des Sendesignals dagegen wird vom Phasenkomparator registriert,und das Signal $u_1$ regelt die Oszillatorfrequenz $f_S'$ so lange nach, bis diese mit der Symbolfolgefrequenz $f_S$ übereinstimmt.

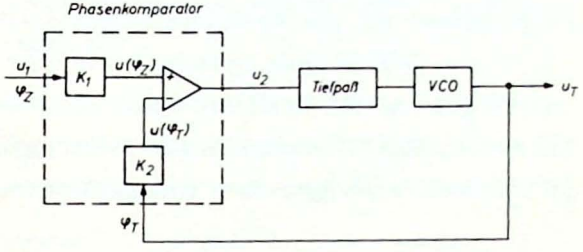



Bild 54: Blockschaltbild eines phasengeregelten Oszillators

Die Eigenschaften des phasengeregelten Oszillators unterscheiden sich von denen des Schwingkreises vor allem in zwei Punkten:

1. Falls das NRZ-Empfangsfiltersignal $u_I$ eine größere Anzahl von gleichen Impulsen enthält, so daß Taktpausen entstehen, kann beim Schwingkreis wegen der exponentiell abnehmenden Amplituden (Signal $u_3$ in Bild 53) die Synchronisation verloren gehen. Die Amplitude des Taktsignals $u_T$ beim phasengeregelten Oszillator dagegen bleibt konstant.

2. Eine Verstimmung der Frequenz des Sendesignals $u_S$ oder der Resonanzfrequenz führt zu einem statischen Phasenfehler des Takt-

signals, der etwa umgekehrt proportional zur Bandbreite des Schwingkreises ist. Eine kleine Bandbreite ist erforderlich, um Zeitintervalle ohne Anstoßimpulse gut zu überbrücken. Dagegen sind beim phasengeregelten Oszillator die Bandbreite und der statische Phasenfehler unabhängig voneinander wählbar, d.h. der Phasenfehler kann trotz niedriger Bandbreite (was eine gute Störunterdrückung ergibt) klein gehalten werden.

Die Qualität einer Schaltung zur Taktaussiebung mißt man u. a. daran, wie stark die ausgangsseitigen Verzerrungen $\Delta T'_S(t)$ des Taktsignals gegenüber den eingangsseitigen Verzerrungen $\Delta T_Z(t)$ reduziert werden. Diesen Zusammenhang gibt die "Jitterübertragungsfunktion" an, die für den Fall sinusförmiger Schwankungen $\Delta T_Z(t)$ gilt. Bild 55 zeigt typische Kurven für den Schwingkreis und den phasengeregelten Oszillator; charakteristisch für beide Kurven ist, daß vor allem schnelle (hochfrequente) eingangsseitige Phasenschwankungen stark reduziert werden.

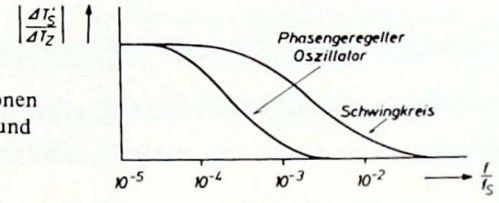



Bild 55:
Typische Jitterübertragungsfunktionen eines phasengeregelten Oszillators und eines Schwingkreises

### 2.3.2.3 Aufbau eines PCM-Basisband-Regenerativverstärkers

In den vorangegangenen Abschnitten wurden einige technische Lösungen zur Regeneration im Basisband diskutiert. Um die Zusammenhänge zu verdeutlichen, die zwischen den behandelten Funktions- und Baueinheiten eines PCM-Regenerativverstärkers bestehen, soll im folgenden die Arbeitsweise eines solchen Verstär-

kers beschrieben werden. Der Regenerativverstärker soll eine Folge von binären, amplitudengetasteten NRZ-Codesymbolen übertragen können. Bild 56 zeigt die vollständige Schaltung des Regenerativverstärkers und Bild 57 seine wichtigsten Signale.

Die erste Stufe des Regenerativverstärkers ist das (strichpunktiert umrandete) Empfangsfilter. Seine Aufgabe besteht einerseits darin, die Verzerrungen der Sendeimpulse $u_S$ durch die Übertragungsleitung weitgehend zu kompensieren und andererseits, eingedrungene Störungen möglichst gut zu unterdrücken. Dies wird z.B. mit einem aktiven Filter erreicht: die Entzerrung besorgt die $R_1C_1$-Parallelschaltung und die Impulsformung bzw. die Störunterdrückung die Kombination $R_2C_2$ zwischen Aus- und Eingang des Operationsverstärkers $V_1$.

Das Ausgangssignal $u_I$ des Empfangsfilters weist abgeschrägte Impulsdächer auf, da der Gleichstromanteil durch den Eingangsübertrager des Regenerativverstärkers und den Ausgangsübertra-

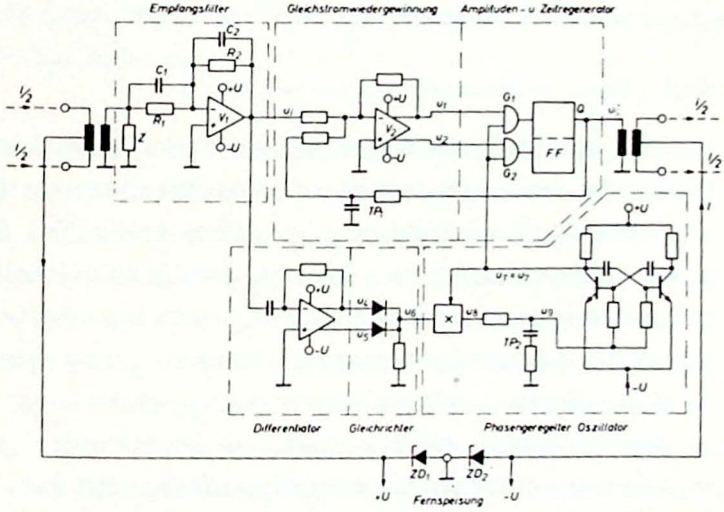



Bild 56: Schaltung eines Regenerativverstärkers

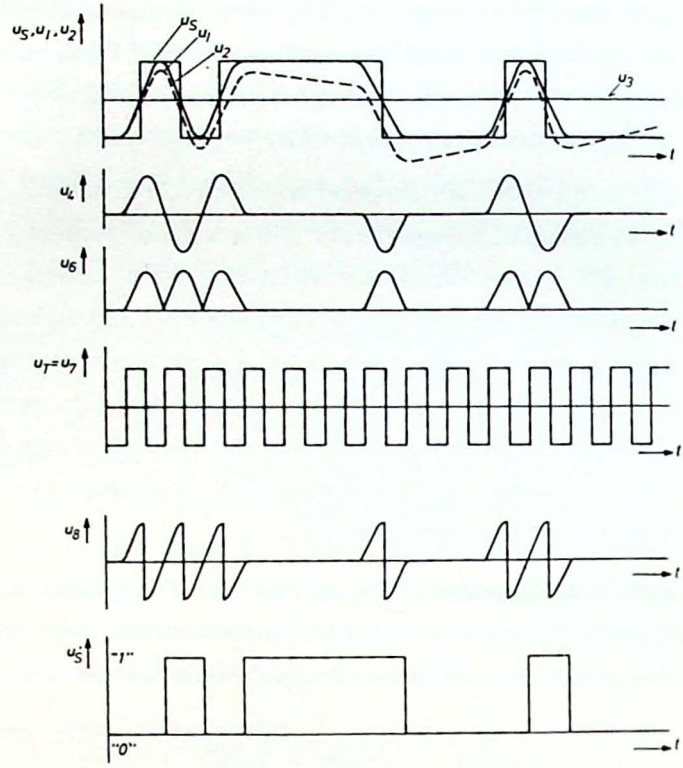



Bild 57: Signale des Regenerativverstärkers nach Bild 56

ger des vorhergehenden Regenerativverstärkers abgetrennt wurde. Dieser Gleichstromanteil wird nun in der Schaltung zur Gleichstromwiedergewinnung dem Signal $u_I$ wieder zugesetzt. Dies geschieht folgendermaßen: das Signal $u_I$ gelangt an den Invertereingang eines Summationsverstärkers $V_2$, der zwei komplementäre Ausgänge besitzt und ein invertiertes Signal $u_1$ sowie ein nichtinvertiertes Signal $u_2$ abgibt. Aus $u_1$ und $u_2$ wird nun im nachfolgenden Amplituden- und Zeitregenerator ein bezüglich der Impulsform und der zeitlichen Lage der Signalflanken mit dem Sendesignal $u_S$ übereinstimmendes NRZ-Signal $u_S'$ erzeugt (wenn man von

Störungen absieht, unterscheiden sich die Signale $u_S$ und $u'_S$ nur noch in der Phasenlage). Die Amplituden- und Zeitregeneration wird in zwei UND-Gattern $G_1$ und $G_2$ sowie in einem nachgeschalteten Flip-Flop durchgeführt. $u_1$ wird an das Gatter $G_1$ gelegt, $u_2$ an $G_2$, während ein Taktsignal $u_T$ beide Gatter ansteuert. Die Gatter besitzen je eine Schwellenspannung $u_3$, auf die die Ruhepotentiale des Summationsverstärkers eingestellt werden. Der Ausgang Q des Flip-Flops nimmt im Abtastzeitpunkt "Eins"-Potential an, wenn $u_1 > u_3$ ist (dies entspricht einer "1" am Ausgang von $G_1$), und "Null"-Potential bei $u_2 > u_3$ (entspricht "1" an $G_2$). Das NRZ-Ausgangssignal des Flip-Flops stellt das Ausgangssignal $u'_S$ des Regenerativverstärkers dar. Gleichzeitig wird $u'_S$ in einem Tiefpaß $TP_1$ gefiltert und über eine Rückkopplungsschleife dem zweiten Eingang des Summationsverstärkers zugeführt. Bei geeigneter Dimensionierung des Tiefpasses (siehe Gl. (117)) und richtig gewählter Verstärkung des rückgekoppelten Signals $u_3$ entsteht so am Ausgang des Summationsverstärkers das näherungsweise tiefpaßbegrenzte Signal $u_1$ (bzw. $u_2$), das kaum mehr abgeschrägte Impulsdächer aufweist.

Das Taktsignal $u_T$ zur Zeitregeneration wird bei dem hier behandelten Regenerativverstärker in einem phasengeregelten Oszillator (PLL, "phase-locked loop") gewonnen. Das Eingangssignal des PLL wird durch Differentiation des binären Empfangsfiltersignals $u_I$ in einer aktiven RC-Differenzierschaltung gebildet. Diese Schaltung gibt zwei zueinander komplementäre Ausgangssignale $u_4$ und $u_5$ ab, deren positive Signalanteile über Dioden abgetrennt und dann addiert werden ($u_6$). Der PLL verwendet als Phasenkomparator einen Multiplizierer, der eine Multiplikation zwischen dem Doppelweggleichrichtersignal $u_6$ und dem Ausgangssignal $u_7 = u_T$

des spannungsgesteuerten Oszillators VCO vornimmt. Der Phasenkomparator liefert ein Signal $u_8$, dessen linearer Mittelwert proportional zur Differenz zwischen der Phase des Signals $u_6$ und derjenigen des Signals $u_T$ ist. Der Oszillator VCO stellt einen astabilen Multivibrator dar und enthält zwei Transistoren, die kreuzweise kapazitiv miteinander gekoppelt sind. Die Basen beider Transistoren werden über Vorwiderstände von einer Regelspannung $u_9$ angesteuert, die mit Hilfe einer Tiefpaßfilterung ($TP_2$) aus dem Signal $u_8$ des Phasenkomparators gebildet wird. Durch Veränderung dieser Basisvorspannungen läßt sich eine einfache Frequenzabstimmung des VCO vornehmen.

Die Schaltung dieses Regenerativverstärkers läßt sich weitgehend aus integrierbaren Bauelementen und bereits käuflichen integrierten Baugruppen aufbauen, d.h. aus Transistoren, Dioden, Widerständen und Kapazitäten sowie aus Differenzverstärkern und Logikbausteinen. Vorteile dieser Schaltungstechnik liegen u.a. im geringen Platzbedarf und in der hohen Zuverlässigkeit.

Die im Übertragungskanal liegenden Regenerativverstärker müssen vom PCM-Sender aus ferngespeist werden. Dies geschieht bei der Übertragung über eine symmetrische Doppelleitung derart, daß auf beiden Adern je ein Konstantstrom I/2 fließt, der sich an der Mittelanzapfung des Eingangsübertragers eines Regenerativverstärkers summiert, ohne die Signalübertragung zu beeinflussen. Der Summenstrom I erzeugt an Zenerdioden $ZD_1$ und $ZD_2$ Spannungsabfälle $\pm U$, mit denen alle aktiven Komponenten des Regenerativverstärkers versorgt werden (siehe Bild 56). Der über die Rückwärtsrichtung geschlossene Speisestromkreis heißt auch "Phantomkreis".

## 2.4 *Technik der Decodierung, Aufbau von Decodierern*

Die Decodierung eines Digitalsignals (auch Digital-Analog-Wandlung genannt) kann - ebenso wie die Codierung - auf viele Arten vorgenommen werden. In diesem Abschnitt werden drei Decodierer vorgestellt: der Zähldecodierer, der Decodierer nach Shannon sowie der Bewertungsdecodierer.

### 2.4.1 Der Zähldecodierer

Die Umkehrung des Prinzips der Zählcodierung nach Abschnitt 2.2.2.1 führt auf das Prinzip der Zähldecodierung. Da der Aufbau und die Arbeitsweise des Zählcodierers sehr ausführlich erläutert wurden, kann der Zähldecodierer in knapper Form beschrieben werden.

Das Blockschaltbild des Zähldecodierers zeigt Bild 58. Kernstück ist ein n-stufiger (hier: n = 4) Binärzähler mit den Wertigkeiten $2^0$ bis $2^3$, der - im Gegensatz zum Binärzähler des Codierers - als Rückwärtszähler arbeitet. Der Decodiervorgang beginnt damit, daß die Symbole je eines n-stelligen Codewortes mit einem Takt $T_1$ in die n Stufen des Binärzählers überschrieben werden. Gleichzeitig wird der Ausgang Q eines Flip-Flops FF auf "1" gesetzt. Das Flip-Flop öffnet über eine Rückkopplung ein UND-Gatter $G_1$ und bewirkt, daß Zählimpulse eines Taktes $T_2$ (der gegenüber $T_1$ leicht verzögert ist) auf den Eingang des Binärzählers gelangen können. Mit jedem Zählimpuls wird der Anfangszählerstand um eine binäre Einheit erniedrigt, und zwar so lange, bis der Binärzähler die Stellung "0000" erreicht hat. Dies wird mit einem NAND-Gatter $G_2$, das alle n Ausgangssignale des Zählers miteinander verknüpft, in

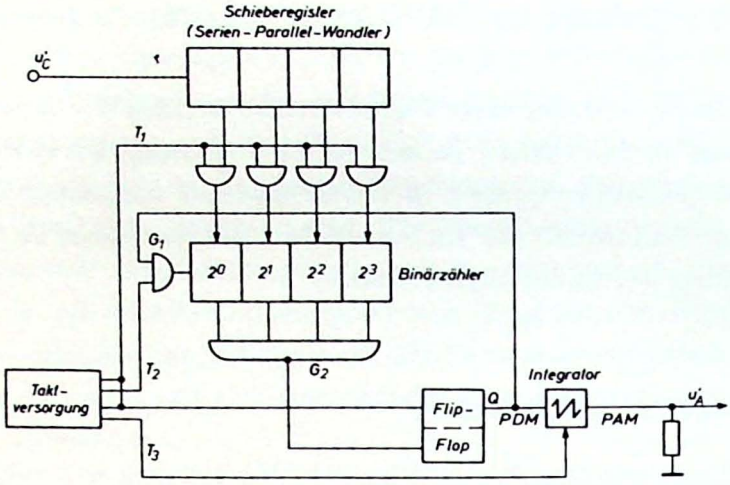



Bild 58: Blockschaltbild eines 4-stufigen Zähldecodierers

Form eines Löschsignals für das Flip-Flop FF festgestellt. Der Ausgang Q von FF wird wieder auf "0" zurückgesetzt, so daß auf diese Weise ein pulsdauermoduliertes Signal entsteht, dessen Dauer proportional zur Zahl der Zählimpulse ist. Die Analogie zur Zählcodierung nach Bild 39 ist also deutlich zu erkennen. Nun muß das PDM-Signal noch in ein entsprechendes PAM-Signal umgewandelt werden. Dazu wird das PDM-Signal über ein Abtastintervall hinweg integriert und unmittelbar vor Beginn des nächsten Decodiervorganges mit einem Takt $T_3$ abgetastet, verbunden mit einer Rücksetzung des Integrators.

### 2.4.2 Der Decodierer nach Shannon

Bei einer Klasse von Decodierverfahren (gleiches gilt für Codierverfahren) erfolgt die Bewertung jedes Codesymbols durch eine exponentiell ansteigende oder abfallende Spannung. Ein Beispiel

für eine derartige Decodierung ist im "Shannon-Decodierer" realisiert, dessen Prinzipschaltung Bild 59 zeigt. In der einfachsten Ausführung enthält dieser Decodierer ein RC-Netzwerk, das über einen Schalter $S_1$ an eine Stromquelle angeschlossen ist (realisiert wird die Stromquelle durch eine Spannungsquelle $U_0$ mit großem Innenwiderstand $R_1$). $S_1$ wird von einem UND-Gatter G angesteuert, das mit Hilfe eines Steuertaktes $T_1$ diejenigen NRZ-Codesymbole der Übertragungsstrecke, die aus einer "1" bestehen, in schmale Impulse der Dauer $\Delta T$ umformt. $S_1$ schließt bei jedem dieser Im-

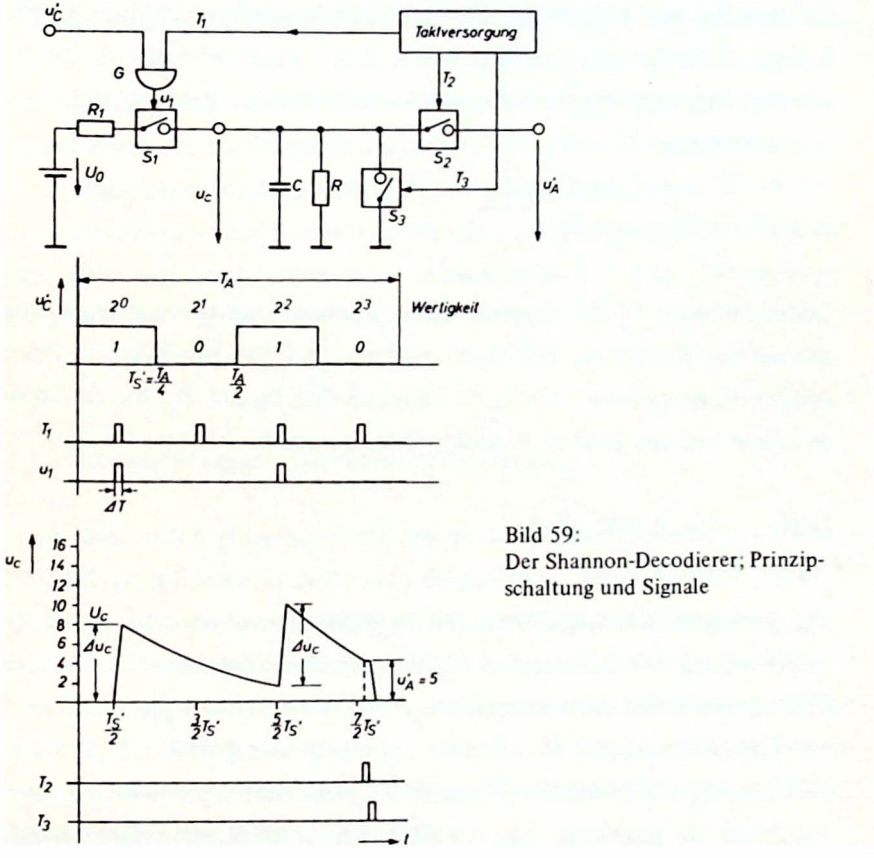



Bild 59:
Der Shannon-Decodierer; Prinzipschaltung und Signale

pulse für die Dauer $\Delta T$, so daß sich der (zunächst als ungeladen angenommene) Kondensator C entsprechend der Gleichung

$$u_c(t) \approx U_o(1 - e^{-t/R_1C}) \tag{118}$$

auflädt. Während $\Delta T$ steigt $u_c$ demnach um

$$\Delta u_c = U_o(1 - e^{-\Delta T/R_1C}) \approx U_o \frac{\Delta T}{R_1C} \quad . \tag{119}$$

Im Beispiel von Bild 59 ist $\Delta u_c$ gleichbedeutend mit s/2 (= 8) Einheiten. Zwischen den Impulspausen, d.h. wenn Schalter $S_1$ geöffnet ist, entlädt sich der Kondensator C über den Widerstand R nach der Gleichung

$$u_c(t) = U_c \cdot e^{-t/RC} \tag{120}$$

Dabei bedeutet $U_c$ die Kondensatorspannung unmittelbar nach dem Öffnen des Schalters. Die Zeitkonstante R·C ist im Shannon-Decodierer so bemessen, daß $u_c(t)$ während der Dauer $T'_S$ eines Codesymbols um den Faktor 2 sinkt, d.h. es gilt:

$$R \cdot C = T'_S/\ln 2 \tag{121}$$

Die genauere Wirkungsweise des Decodierers wird nun anhand der Decodierung des Codewortes "1010" erläutert (siehe Bild 59): Der erste Impuls des Gattersignals $u_1$, der durch Abtastung der ersten "1" des NRZ-Signals $u'_C$ entsteht, schließt zur Zeit $t = T'_S/2$ den Schalter $S_1$ und bewirkt, daß sich der zunächst ungeladene Kondensator auf die Spannung $\Delta u_c = 8$ Einheiten auflädt. Die Kondensator-

spannung $u_c(t)$ sinkt in der Zeit $T'_S/2 + T'_S$ auf 4 Einheiten ab, nach $T'_S/2 + 2T'_S$ auf 2 Einheiten. Der Impuls der zweiten "1" (drittes Codesymbol) erhöht die Momentanspannung des Kondensators wiederum um $\Delta u_c = 8$ Einheiten auf insgesamt $U_c = 10$ Einheiten. Nach dem 4. Codesymbol, das keinen Beitrag liefert ("0"), ist $u_c(t)$ auf 10:2 = 5 Einheiten abgesunken. Schalter $S_2$ tastet die Kondensatorspannung mit einem Takt $T_2$ ab und überträgt das Ergebnis der Decodierung: $u'_A = 5$ Einheiten (entspricht $1 \cdot 2^0 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^3$) auf den Ausgang. Nach erfolgter Abtastung muß sich der Kondensator wieder vollständig entladen; dies besorgt ein weiterer Schalter $S_3$, der von einem Entladetakt $T_3$ angesteuert wird.

Die beiden bisher beschriebenen Decodierer arbeiten mit linearer Quantisierung; im folgenden Abschnitt 2.4.3 wird am Beispiel des Bewertungscodierers gezeigt, wie die Expansion direkt in den Decodiervorgang einbezogen werden kann ("nichtlineare Decodierung", vgl. auch die Ausführungen des Abschnittes 2.2.2 im Zusammenhang mit der "nichtlinearen Codierung").

### 2.4.3 Der nichtlineare Bewertungsdecodierer

Nach dem n-ten Wägeschritt erzeugt der in Abschnitt 2.2.2.2 ausführlich behandelte nichtlineare Wäge- bzw. Bewertungscodierer am Summationswiderstand $R_8$ einen quantisierten Näherungswert $u_X$ des zu codierenden Eingangssignals $u_{SH}$. Gerade dieser Näherungswert $u_X$ ist aber identisch mit dem gewünschten Ausgangssignal des Bewertungsdecodierers, d.h. der Wägecodierer enthält in seinem Rückkopplungszweig bereits die wesentlichen Bestandteile des Decodierers.

Bild 60 zeigt als Beispiel die Schaltung eines nichtlinearen 4-Bit-Bewertungsdecodierers mit den Baugruppen: Logik, Speicher, Gewichtssatz und Taktversorgung, die auch der Codierer enthält. Die Expanderkennlinie dieses Codierers ist invers zur Kompressorkennlinie nach Bild 42. Der genauere Ablauf des Decodiervorganges wird nun kurz beschrieben, wobei auf die ausführlichen Erläuterungen des Codiervorganges in Abschnitt 2.2.2.2 hingewiesen wird. Das zu decodierende Codewort sei z.B. "1100".

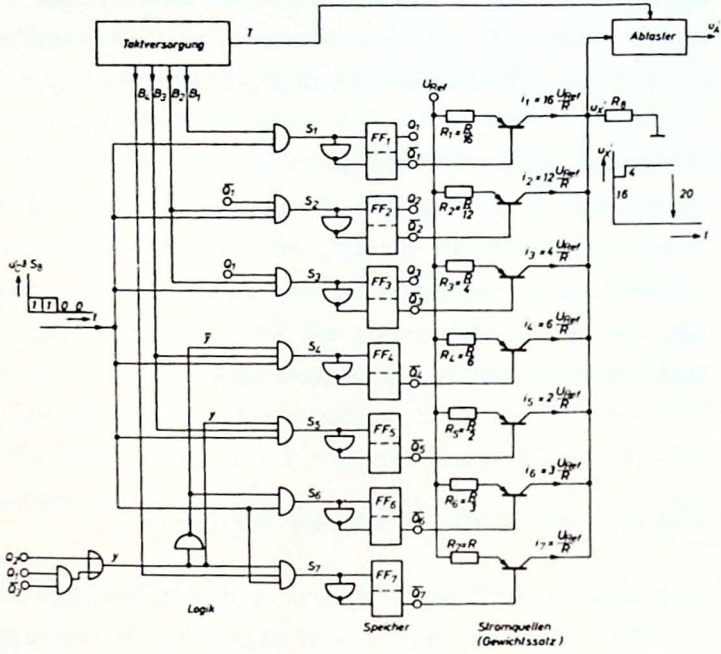



Bild 60: Schaltung eines nichtlinearen 4-Bit-Bewertungsdecodierers

Das erste Codesymbol ($S_8$ = "1") verursacht zusammen mit dem Taktsignal $B_1$ den Setzbefehl $S_1 = B_1 \wedge S_8$ = "1" für das Flip-Flop $FF_1$ (siehe Bild 60). Der Ausgang $\overline{Q_1}$ von $FF_1$ geht auf "0" (entspricht 0 Volt); der Transistor $Tr_1$ gibt zusammen mit der Refe-

renzspannung $U_{Ref}$ einen Strom $i_1 \approx U_{Ref}/R_1 = 16(U_{Ref}/R)$ ("Gewicht" 16) ab. Am Summationswiderstand $R_8$ entsteht die Spannung $16 \cdot (R_8/R) \cdot U_{Ref}$ (entspricht 16 Einheiten).

Das zweite Codesymbol ist wiederum eine "1" und verursacht zusammen mit $B_2$ die Setzbefehle $S_2 = B_2 \wedge \overline{Q_1} \wedge S_8$ = "0" und $S_3 = B_2 \wedge Q_1 \wedge S_8$ = "1". $S_3$ setzt demnach $FF_3$ ($\overline{Q_3}$ = "0") und schaltet aus den beiden zur Wahl stehenden Gewichten 12 und 4 das Gewicht 4 ein. Das Gewicht 4 ergibt an $R_8$ weitere 4 Spannungseinheiten.

Das dritte und vierte Codesymbol ist jeweils eine "0"; in den Taktphasen $B_3$ und $B_4$ wird somit kein weiteres Gewicht hinzugeschaltet. Das Ergebnis der Decodierung ist also: $u_X \hat{=} 16 + 4 + 0 + 0 = 20$. (Zum Vergleich: die Codierung von $u_{SH} = 22$ Einheiten ergab das Codewort "1100", d.h. beim Zusammenwirken von Codierer und Decodierer entsteht in diesem Fall ein Quantisierungsfehler von 2 Einheiten).

$u'_X$ wird unmittelbar vor Beginn des nächsten Decodiervorganges mit dem Takt T abgetastet, so daß am Decodiererausgang ein PAM-Signal $u'_A$ zur Verfügung steht.

Im folgenden Abschnitt 2.5 wird gezeigt, wie sich aus dem PAM-Signal das zugehörige Analogsignal zurückgewinnen läßt.

## 2.5 *Technik der Signalrückgewinnung*

In Abschnitt 1.8 wurde gezeigt, daß sich ein Analogsignal $u'_N(t)$ aus dem Signal $u'_A$ des Decodierers durch Filterung mit einem idealen Tiefpaß zurückgewinnen läßt. Diese Filterung ergibt jedoch einen geringen Signalpegel und das Tiefpaßsignal muß anschließend ver-

stärkt werden. Technisch günstiger ist, das Decodierersignal $u'_A$ auf ein Halteglied zu geben, das die Amplituden der PAM-Impulse über das ganze Abtastintervall $T_A$ speichert. Man erhält auf diese Weise ein Treppensignal großer Energie, das eine einfache Näherung des gewünschten Analogsignals darstellt.

Das Spektrum eines PAM-Impulses mit der Amplitude A berechnet sich zu

$$(122) \qquad G_H(f) = A \cdot \frac{\sin \pi f T_A}{\pi f T_A}$$

Gl. (122) zeigt, daß mit steigender Frequenz eine immer stärkere Abweichung von dem im Idealfall horizontal verlaufenden Spektrum auftritt. Um diesen Fehler zu kompensieren, wird dem Halteglied häufig ein Entzerrer nachgeschaltet, der ca. im Frequenzbereich $0 \leq f \leq f_A/2$, d.h. bis zur höchsten Frequenz des Analogsignals das Spektrum glättet (siehe Bild 24 und Gl. 63).

Bild 61 zeigt eine geeignete Entzerrerschaltung, bestehend aus einem Operationsverstärker und einem RC-Netzwerk. Die Übertragungsfunktion dieses Entzerrers berechnet sich zu

$$(124) \qquad G_C(f) = \frac{1 + j\,2\pi f \cdot 4\,RC}{1 + j\,2\pi f \cdot RC}$$

Mit der Dimensionierung $R \cdot C = 0,1 \cdot T_A$ ergibt sich für den Betrag des Spektrums einer entzerrten Treppenstufe:

$$(125) \qquad |G_H(f)/A| \cdot |G_C(f)| = \frac{\sin \pi f T_A}{\pi f T_A} \cdot \sqrt{\frac{1 + (0,8\pi f T_A)^2}{1 + (0,2\pi f T_A)^2}}$$

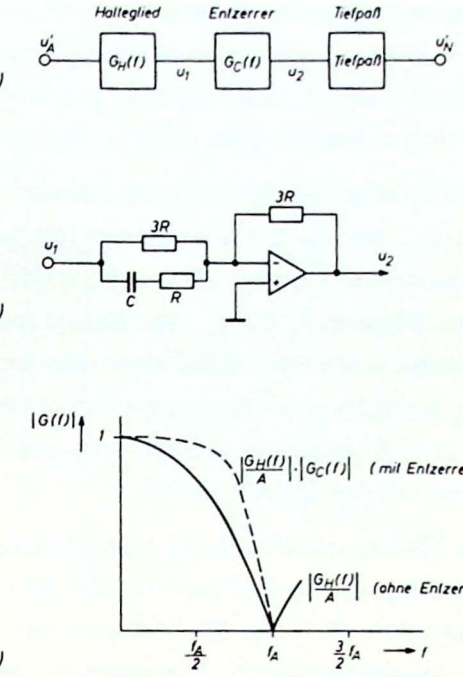



Bild 61:
Filter zur Signalrückgewinnung;
a) Blockschaltbild; b) Entzerrer;
c) Übertragungsfunktionen

Der Verlauf dieses Spektrums ist in Bild 61 zusammen mit dem Spektrum $|G_H(f)/A|$ eingezeichnet. Man erkennt deutlich die Verbesserung im gewünschten Frequenzbereich. Um auch noch die unerwünschten Oberwellen zu unterdrücken, wird das Ausgangssignal des Entzerrers $u_2$ zusätzlich durch einen Tiefpaß höherer Ordnung, der alle Frequenzen $f > f_A/2$ möglichst gut unterdrücken soll, gefiltert; der prinzipielle Gesamtaufbau des Signalrückgewinnungsfilters ist in Bild 61a dargestellt.

## 2.6 *Zeitmultiplextechnik*

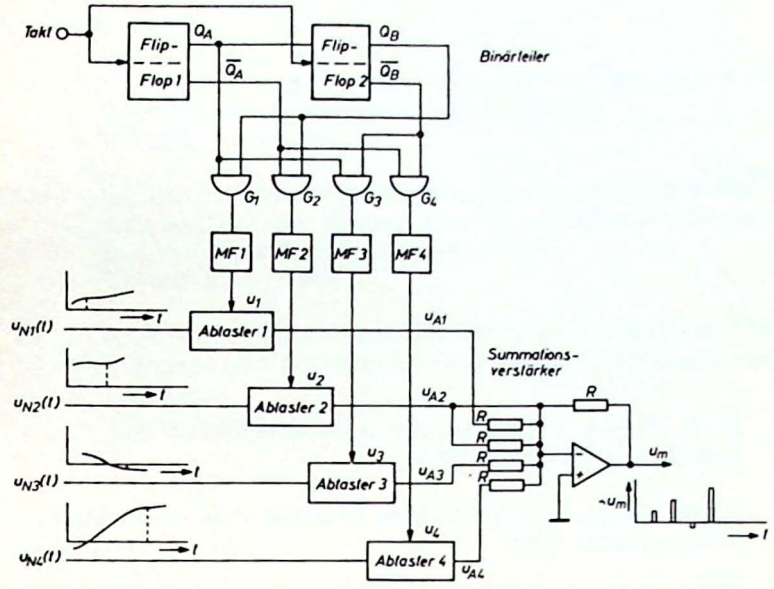
Die bisherigen Ausführungen beziehen sich auf die Übertragung eines Analogsignals $u_N(t)$. In den meisten technischen PCM-Syste-

men werden jedoch durch zeitliche Staffelung der Abtastwerte mehrere Analogsignale gleichzeitig übertragen. Diese Zeitmultiplextechnik wurde in Abschnitt 1.10 ausführlich behandelt; die nachstehenden Ausführungen sollen einige Realisierungshinweise geben.

Bild 62 zeigt eine Multiplexeinrichtung für k Analogsignale $u_{N1}$ bis $u_{Nk}$, die aus k verschiedenen Kanälen stammen (in dem hier dargestellten Beispiel gilt k = 4). Diese Analogsignale werden von Abtastsignalen $u_1$ bis $u_k$, die jeweils um die Dauer $T_A/k$ gegeneinander verschoben sind, abgetastet und die Abtastwerte $u_{A1}$ bis $u_{Ak}$ mit Hilfe eines Summationsverstärkers zusammengefaßt. Durch diese Multiplexbildung erzeugt man ein Signal $u_m$, das als Eingangssignal für den Codierer dient.

Die Abtastsignale $u_1$ bis $u_k$ stammen aus einer Taktversorgungsschaltung, die im Beispiel von Bild 62 aus einem zweistufigen Binärteiler ($FF_1$ und $FF_2$) besteht, der von einem Taktsignal mit der Periodendauer $T_A/4$ angesteuert wird. Der Binärteiler liefert die Signale $Q_A$, $\overline{Q}_A$, $Q_B$ und $\overline{Q}_B$, die über UND-Gatter $G_1$ bis $G_4$ miteinander verknüpft sind und in monostabilen Schaltungen $MF_1$ bis $MF_4$ zu schmalen Impulsen $u_1$ bis $u_4$ der Dauer $\Delta T_A$ geformt werden.

Der Demultiplexer hat die Aufgabe, das PAM-Ausgangssignal $u'_m$ eines Decodierers in die k Teilsignale $u'_{A1}$ bis $u'_{Ak}$ aufzuspalten, die dann in Signalrückgewinnungsfiltern gefiltert werden, so daß die Analogsignale $u'_{N1}$ bis $u'_{Nk}$ entstehen. Der Demultiplexer arbeitet also wie der Multiplexer, nur in umgekehrter Reihenfolge, d.h. es können dieselben Abtaster und die dazugehörige Taktversorgungsschaltung angewendet werden. Bild 63 erläutert das Prinzip der Demultiplexbildung anhand eines Beispiels mit k = 4 Kanälen.



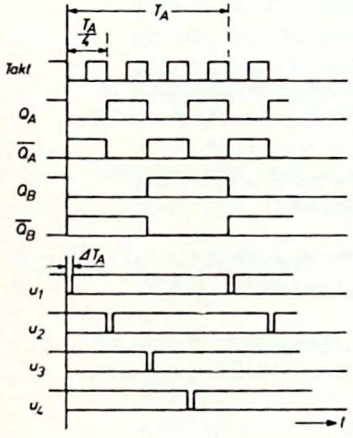




Bild 62:
Aufbau eines Multiplexers für k = 4 Kanäle

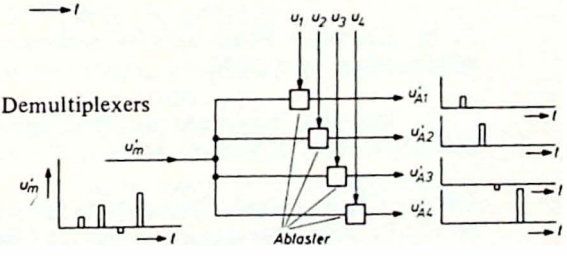



Bild 63:
Prinzipieller Aufbau eines Demultiplexers für K = 4 Kanäle

## *Literatur*

Bücher


1 H. F. Mayer: Prinzipien der Pulscodemodulation. Oldenbourg, München 1954

2 K. W. Cattermole: Principles of pulse code modulation. Iliffe, London 1969

3 W. R. Bennett, J. R. Davey: Data Transmission. McGraw-Hill, New York 1965

4 R. W. Lucky, J. Salz, E. J. Weldon: Principles of Data Communication. McGraw-Hill, New York 1968

5 E. Hölzler, H. Holzwarth: Theorie und Technik der Pulsmodulation. Springer, Berlin 1957

6 K. Küpfmüller: Die Systemtheorie der elektrischen Nachrichtenübertragung. Hirzel, Stuttgart 1949

7 A. K. Susskind: Notes on Analog-Digital Conversion Techniques. The Technology Press of MIT; Chapman and Hall, London 1957

8 F. M. Gardner: Phaselock Techniques. Wiley, New York 1966

9 C. E. Shannon: The mathematical theory of communication. The University of Illinois Press, Urbana 1949

10 Jahnke-Emde-Lösch: Tafeln höherer Funktionen. B. G. Teubner Verlagsgesellschaft, Stuttgart 1960

Dissertationen

11 U. Appel: Vergleich von Codes für die Übertragung digitaler Signale in regenerativen Kanälen.
TU München, 1971

12 K. Tröndle: Die Verbesserung der Geräuschschwelle pulscodemodulierter Signale durch Anwendung fehlererkennender und fehlerkorrigierender Codes.
TU München, 1970

13 R. Weiß: Regenerative Übertragungsstrecken zur Übertragung von PCM-Signalen auf symmetrischen Ortsleitungen.
TU München, 1972

Aufsätze

14 H. W. Wellhausen, H. Hessenmüller: Grundparameter eines PCM-Nahverkehrssystems.
Der Fernmelde-Ingenieur 23 (1969), H. 3 und 4

15 J. S. Mayo: A Bipolar Repeater for Pulse Code Modulation Signals.
Bell Syst. Techn. Journal 41 (1962), S. 25-97

16 M. R. Aaron: PCM-Transmission in the Exchange Plant.
Bell Syst. Techn. Journal 41 (1962), S. 99-141

17 K. D. Schenkel: Entwurf eines integrierten digitalen Nachrichtensystems mit Vielfachzugriff für ein beliebig verzweigtes Breitbandnetz.
AEÜ Band 27 (1973), S. 168-176

18 R. Hildenbrand: Codemultiplexverfahren für ein verzweigtes Glasfasernetz.
AEÜ Band 27 (1973), S. 177-180.

19 E. Hafner: Die Berechnung der Quantisierungsverzerrungen an einer nichtlinearen Stufenleiter.
AEÜ. Band 22 (1968), S. 413-418

20 H. Weber: Grundlegende Eigenschaften der Pulscodemodulation. Technische Mitteilungen PTT, Band 6 (1966)

21 H. M. Christiansen: PPM und PCM - zwei Zeitmultiplexverfahren für den Fernsprechnahverkehr. Nachrichtentechnische Zeitschrift, Jahrgang 18, Heft 4 (1965), S. 181-185

22 H. Marko, H. L. Hartmann (Herausgeber): PCM-Technik. Nachrichtentechnische Fachberichte, Band 42 (1972)

23 H. Marko, G. Binkert, A. Weber: Die aktive Impulsleitung, ein digitales Übertragungssystem für Koaxialkabel (300 Mb/s). In: PCM-Technik, NTF 42 (1972), S. 170-188

24 W. Arens, R. Kersten, W. Poschenrieder: Die Pulscode-Modulation und ihre Anwendung im Fernmeldewesen. Jahrbuch des elektrischen Fernmeldewesens (1968), S. 184-24

25 Th. Irmer: PCM-Technik in Europa, insbesondere in Deutschland. In: PCM-Technik, NTF 42 (1972), S. 30-36

26 H. L. Hartmann: Vergleich der Taktbetriebsarten integrierter PCM-Netze. In: PCM-Technik, NTF 42 (1972), S. 297-310

27 H. Häberle: Die Synchronisierung in PCM-Übertragungssystemen. NTZ H. 11 (1969), S. 628 ff

28 W. Kaiser (Herausgeber): Datenübertragung. Nachrichtentechnische Fachberichte, Band 37 (1969)

29 W. Schüßler: Zum Entwurf impulsformender Netzwerke. In: Datenübertragung , NTF 37 (1969), S. 297-311

30 H. G. Musmann: Über redundanzreduzierende Quellencodierung. Deutsche Luft- und Raumfahrt Forschungsbericht 70-56 (1970)

31 H. Ohnsorge: Ein System zur Kompression des Nachrichtenflusses bei digitaler Bildübertragung. AEÜ, Band 27, Heft 3 (1973), S. 111-120.

32 H. Häberle: Ein theoretischer Vergleich von Modulationsverfahren für den Satellitenfunk. NTZ 1966, Heft 4, S. 193-195

33 H. Marko: Planungsprinzipien digitaler Weitverkehrssysteme. NTZ 1974, Heft 2, S. 2-8

34 H. Marko, R. Weiß, G. Binkert: Ein Digitalverstärker-Hybridsystem für 280 Mbit/s und 560 Mbit/s zur PCM-Übertragung auf Koaxialleitungen. NTZ 1974, Heft 2, S. 9-13

35 H. Marko, R. Weiß, G. Binkert: Impulsgenerator und Regenerativverstärker des Digitalverstärker-Hybridsystems für 280 Mbit/s und 560 Mbit/s. NTZ 1974, Heft 2, S. 14-19

*Symbolverzeichnis*

| | |
|---|---|
| $\alpha$ | Dämpfungskonstante |
| $\alpha$ | Tastverhältnis |
| $A_o$ | Amplitude |
| $A_i$ | Amplitude eines Abtastwertes |
| $\beta$ | Phasenkonstante |
| b | Zahl der Codesymbole |
| B | Bittakt (bei Wägecodierer) |
| $B_G$ | Bandbreite |
| $B_N$ | Bandgrenze |
| C | Kapazität |
| $\delta(t)$ | Diracstoß |
| $\Delta\varphi$ | Phasenabweichung |
| $\Delta T_A$ | Abtastdauer |
| $\Delta T'_S$ | Schwankung der Symboldauer des Zeitregeneratorsignals |
| $\Delta T_Z$ | Schwankung der Symboldauer des Amplitudenregeneratorsignals |
| $\Delta U$ | Amplitudenintervall |
| $\varepsilon$ | relativer Fehler |
| f | Frequenz |

| | |
|---|---|
| $f_A$ | Abtastfrequenz |
| FF | Flip-Flop |
| $f_g$ | Grenzfrequenz |
| $f_m$ | Symbolfolgefrequenz (Bitrate) |
| $f_w$ | Wirbelstromgrenzfrequenz |
| G | Gatter |
| $G_B(f)$ | Bandpaßübertragungsfunktion |
| $G_E(f)$ | Frequenzgang des Entzerrers |
| $G_{E,t}(f)$ | Frequenzgang des technischen Entzerrers |
| $G_F(f)$ | Frequenzgang eines Tiefpasses |
| $G_G(f)$ | (gesamte) Übertragungsfunktion |
| $G_H(f)$ | Spektrum eines Rechteckimpulses |
| $G_I(f)$ | Frequenzgang des Impulsformers |
| $G_M(f)$ | Frequenzgang des Übertragungsmediums |
| $G_Ü(f)$ | Frequenzgang eines Übertragers |
| H | Hilfstakt |
| i | Strom |
| $I_N$ | Informationsmenge |
| $I_ü$ | übertragene Nachrichtenmenge |
| $I_ü^{**}$ | normierter Informationsfluß |
| j | komplexer Zeiger |
| J | Banderweiterungsfaktor |

| | |
|---|---|
| k | Anzahl der Kanäle eines Multiplexsystems |
| l | Leitungslänge |
| L | Löschtakt eines Flip-Flops |
| m | Verstärkung (oder Dämpfung) |
| MF | Monoflop |
| n | Zahl der Codesymbole eines Codewortes (Codewortlänge) |
| Np | Neper |
| $N_o$ | Rauschleistungsdichte der Störung |
| $N_I$ | Störleistung am Ausgang des Impulsformers |
| $N_{I, WR}$ | Störleistung am Ausgang des Impulsformers bei Rauschen |
| $N'_N$ | Störleistung am Ausgang des PCM-Systems |
| $N_Q$ | Quantisierungsleistung, Verzerrungsleistung, (mittl. Geräuschleistung) |
| $\omega_m$ | Winkelgeschwindigkeit |
| p | (mittlere) Fehlerwahrscheinlichkeit |
| $\varphi_o$ | Anfangsphase |
| $\varphi_T$ | Phase des Taktsignals |
| $\varphi_Z$ | Phase des Amplitudenregeneratorsignals |
| Q | Flip-Flop-Ausgang |
| $Q_B$ | Störabstand (auf $B_N$ bezogen) |
| $Q_I$ | Störabstand am Ausgang des Impulsformers |
| $Q'_N$ | Ausgangsstörabstand |
| $Q_Q$ | Quantisierungsgeräuschabstand |

| | |
|---|---|
| $r$ | dynamischer ohmscher Widerstand |
| $R$ | Geräuschreduktionsfaktor |
| $R$ | Ohmscher Widerstand |
| $s$ | Zahl der Quantisierungsstufen, Nachrichtensymbole |
| $S$ | Schalter |
| $S$ | Setztakt für Flip-Flop |
| $S_I$ | Signalleistung am Ausgang des Impulsformers |
| $S'_N$ | Signalleistung am PCM-Ausgang |
| $S_Q$ | (mittlere) Signalleistung |
| $t$ | Zeit |
| $T$ | Taktsignal |
| $T_o$ | Periodendauer des Signals |
| $T_A$ | zeitlicher Abstand zweier Abtastwerte |
| $\tau_A$ | Abtastzeitkonstante |
| $T_g$ | (gesamte) Übertragungszeit |
| $\tau_H$ | Haltezeitkonstante |
| TP | Tiefpaß |
| $T_{PDM}$ | Dauer eines pulsdauermodulierten Signals |
| $T_S$ | Symboldauer des Sendesignals |
| $T'_S$ | Symboldauer des zeitregenerierten Signals |
| $T_{ü}$ | Übertragungszeit |
| $T_Z$ | Symboldauer des amplitudenregenerierten Signals |
| $U_o$ | Quantisierungsbereich |

| | |
|---|---|
| $U_1, U_2$ | Grenzamplituden |
| $u_A$ | Abtastsignal |
| $u'_A$ | Abtastsignal am Ausgang |
| $u_C$ | Codierersignal |
| $u'_C$ | Decodierersignal |
| $u_c$ | Kondensatorspannung |
| $u_E$ | Entzerrersignal |
| $u_h$ | Ablenkspannung |
| $U_i$ | quantisierte Amplitude |
| $u_I$ | Impulsformersignal |
| $u_I^*$ | Ausgangssignal der Schaltung zur Gleichstromwiedergewinnung |
| $u_K$ | Kompandersignal |
| $u'_K$ | Expandersignal |
| $u_M$ | Ausgangssignal des Übertragungsmediums |
| $u_m$ | Multiplexersignal |
| $u_N$ | Nachrichtensignal, Analogsignal |
| $u'_N$ | Filterausgangssignal |
| $U_o$ | Leerlaufspannung |
| $u_{PDM}$ | pulsdauermoduliertes Signal |
| $u_Q$ | quantisiertes Signal |
| $U_{Ref}$ | Referenzspannung |
| $u_S$ | Sendesignal |

| | |
|---|---|
| $u_{SH}$ | Signal der Sample-and-Hold-Schaltung |
| $u_T$ | Taktsignal |
| $u_X$ | Regelgröße |
| $u_Z$ | Ausgangssignal des Amplitudenregenerators |
| V | Verstärker |
| $V_{I, max}$ | maximale Störamplitude |
| $v_M$ | Störspannung |
| $v_Q$ | Störsignal bei Quantisierung |
| Y | logische Variable |
| $\mathfrak{Z}$ | komplexer Widerstand |
| ZD | Zenerdiode |
| $Z_M$ | Wellenwiderstand des Übertragungsmediums |

## *Sachregister*


Ablenksystem, bei Codierröhre 123
Abtaster 106, 158
Abtastfrequenz 24 f
  theorem 24 f
  wert 20 ff, 85, 87
Abtastung 18, 30, 106 ff
Amplitudenauflösungsvermögen 89
  begrenzung 31 f
  modulation (AM) 14
  regenerator 41, 138 ff
  umtastung 52
Analog-Digital-Wandlung 110
Analogsignal 14
Aussteuerungsgrenze 45

Bandbegrenzung 18
Bandbegrenzungsfehler 18
Bandbreite 59
Banderweiterungsfaktor 91 ff
Basisbandübertragung 55, 127, 130 ff
Bewertungscodierer, nichtlinearer 115 ff
Bewertungsdecodierer, nichtlinearer 153 ff
Binärcode 50, 110
  gewöhnlicher- 110
  symmetrischer- 110
Binärzähler 112 f, 149
Bipolarcode 1. Ordnung 129
Bitrate 85
Blocksynchronisation 72 f
Bodediagramm 132
Bündelung 103 f

Code 46 ff, 49
  element 48 ff
  symbol 48 ff
  wort 49 f
Codemaske, bei Codierröhre 124
Codierer, technischer Aufbau 111 ff
  nichtlinearer Wägecodierer 115 ff
  mit Codierröhre 123 ff
  Zählcodierer 111 ff
Codiergeschwindigkeit 114
Codierröhre 124
Codierung 46 ff
Cosinus-Impuls 54
Cosinus-Quadrat-Impuls 54

Dämpfungsentzerrer 132 ff
Dämpfungskonstante 127
Dämpfungsverzerrung 128
Decodierer, technischer Aufbau 149 ff

nach Shannon 150 ff
nichtlinearer Bewertungs-decodierer 153 ff
Zählcodierer 149 f
Decodierung 72
Demultiplexbildung 157 ff
Differenzphasenumtastung 56
Digital-Analog-Wandlung 149
Doppelleitung, papierisolierte 126 f
Doppelweglgeichrichter 141
Dualcode 50, 110
Dynamik 45

Eigensynchronisation 140 ff
Empfangsfilter 58, 140 ff
Entzerrer 58, 131 ff
Dämpfungs- 131 ff
Echo- 136
für Signalrückgewinnungsfilter 155
Expanderkennlinie 39, 154
Expansion 38 ff

Fehlerintegral 69
Fehler, quadratischer 77
wahrscheinlichkeit, mittlere 70
Feldeffekttransistor 107
Fernspeisung 148
Fremdsynchronisation 140
Frequenzhub 55
multiplexverfahren 81
umtastung 55
Funktion, nicht periodische 21
periodische 21

Gabelschaltung 105
Gatter, ODER 121
UND 113
Gauß-Impuls 54
Geräuschabstand 36 ff, 88
leistung, mittlere 35
reduktionsfaktor 101
schwelle 101
Gewichtssatz 116, 153
Gleichstromwiedergewinnung 138, 146
Gray-Code 110, 125
Grenzamplituden 32 ff
störabstand 64 ff, 97

Halteglied 106, 156
Hinrichtung 105
Hohlleitung 126

Ideale Kennlinie 44
Integrierte Schaltung 148
Impuls 15
Impulsformen 54
Informationsfluß 91
normierter- 92
menge 87

Jitter 140
Jitterübertragungsfunktion 144

Kanalbandbreite 55, 90
konstante 92
störabstand 96
Kennfrequenz 55

Koaxialleitung 126
Kompanderkennlinie 41, 116
Kompandierung 38 ff, 117
Komparator 111
Kompressorkennlinie 38 ff
Kompressornetzwerk 114

Laufzeitglied 136
Leerlaufverstärkung 106
Leitung, Doppel- 126 f
  Koaxial- 126
  Hohl- 126

Mittenfrequenz 55
$\mu$-Kennlinie 44
Multiplexbildung 157

Nachbarimpulsnebensprechen 131
Nachrichtenmenge 86 ff
  quelle 16
  senke 16
Nebensprechen 63
NRZ (Non Return to Zero)-signal 54
Nullinienwanderung 129, 137 f
Nyquist-Kriterium 29, 86, 89

Operationsverstärker 106

Parallelform eines Codes 114
Parallel-Serien-Wandler 114
Periodendauer 22
Phantomkreis 148
Phasenfehler 144 f
  geregelter Oszillator 142 f, 147
  komparator 142, 148
  konstante 128
Phasenumtastung 56
Phasenverzerrung 129
Preemphase 77
Probensatz 20
Puls 15
  amplitudenmodulation (PAM) 14, 26 f
  codemodulation (PCM) 15
  dauermodulation (PDM) 30
  phasenmodulation (PPM) 15, 29

Quantisierung 30 ff
Quantisierungsbereich 33 f
  fehler 33 f
  geräuschabstand 36 ff, 93
  intervall 42
  verzerrungen 34

Rauschbandbreite, äquivalente 59
Rauschen 59
Rauschleistungsdichte 69
Referenzphase 15
  signal 56
Referenzspannungsquelle 118, 154

Regerativverstärker 56 ff
  Aufbau- 144 ff
Richtfunkverbindung 127
Richtungsweiche 105
Rückrichtung 105
RZ (Return to Zero)-Signal 52 f
RZ/NRZ-Wandler 116

Sample-and-Hold-Schaltung 106
Sampler 106
Satellitenverbindung 127
Schieberegister 112
Schmalbandpaßfilter 62
Schwellenspannung 60 f
  störabstand 79
Schwellwert 68
Schwingkreis 141
Serienform eines Codes 114
Shannondecodierer 150 ff
Signal 13
  fluß 91 f
  funktion 13 f
  leistung 35, 63, 93
  regeneration 57 ff
  rückgewinnung 26 f, 72 ff, 155 ff
  umsetzung 52 ff
Signalumsetzer 129, 139
Sinusfunktion 20
Skineffekt 127
Speicher 118
Störabstand 64 ff, 78, 78, 94
  leistung 35, 63, 69
  minderung 99
Stromquelle 116
Stufenzahl 67, 89
Symbolfolgrfrequenz 85, 89
Synchronisationsspur 73
Synchronissierkombination 73
Synchronisierung 73

Taktaussiebung 140 ff
  pause 143
  versorgung 118, 158
Tastverhältnis 76
Ternärcode 129
Torschaltung 116
Transistor 118

Übertrager 137 f
Übertragungsfunktion 58
  kanal 56 ff, 105, 125 ff
  medien 126
  qualität 77 ff
  system 16, 105

VCO, voltage-controlled-oscillator 142, 148
Verzerrung 101
Vorzeichenbit 110

Wägecodierer, nichtlinearer 115 ff
Wägeschritt 116
Wertigkeit 67

Zählcodierer 111f
decodierer 149
Zeitfunktion 13
gesetz 90
multiplexverfahren 80ff,
157ff
Zeitregenerator 140ff

**Einführung in die Nachrichtentechnik**

---

v. Ammon/k. Tröndle
**Mathematische Grundlagen der Codierung**

J. Donnevert
**Richtfunktechnik**

W. Henne
**Rauschkenngrößen der Antennen,**
**HF- und NF-Verstärker**

H. Hildebrandt
**Trägerfrequenztechnik**

G. Käs
**Radar und andere Funkortungsverfahren**

K. Tröndle/R. Weiß
**Einführung in die Puls-Code-Modulation**
Grundlagen und Anwendung

E. Neuburger
**Einführung in die Theorie des linearen Optimalfilters**
(Kalmanfilter)

F. Nibler
**Elektromagnetische Wellen**
Ausbreitung und Abstrahlung

R. Reiner
**Stabilisierung von Gleichspannungen und Gleichströmen**
Prinzipien- Grundschaltungen- Dimensionierung- Bausteine

---

R. OLDENBOURG VERLAG MÜNCHEN WIEN

**Elektronik in der Praxis**

J.F. Bailey
**Halbleiter - Bauelemente**

F. Bergtold
**Integrierte Schaltungen zum Steuern und Regeln**

F. Bergtold
**Umgang mit Operationsverstärkern**

F. Bergtold
**Schaltungen mit Operationsverstärkern**
**2 Teile**

H. Vahldiek
**Übertragungsfunktionen**

H. Vahldiek
**Aktive RC-Filter**

G. Haubner
**Elektronische Werkzeugmaschinensteuerungen**

W. Lange
**Digital-Analog-, Analog-Digital-Wandlung**

R. Wessel
**Einführung in die Steuerungs- und Leistungselektronik**

R. OLDENBOURG VERLAG MÜNCHEN WIEN

Im Zeitalter der Kommunikation ist die ELEKTRISCHE NACHRICHTENTECHNIK eine vielschichtige Wissenschaft: Ihre rasche Entwicklung und Auffächerung zwingt Studenten, Fachleute und Spezialisten immer wieder, sich erneut mit sehr unterschiedlichen physikalischen Erscheinungen, mathematischen Hilfsmitteln, nachrichtentechnischen Theorien und ihren breiten oder sehr speziellen praktischen Anwendungen zu befassen.

EINFÜHRUNG IN DIE NACHRICHTENTECHNIK ist daher eine ebenso vielfältige Aufgabe. Dieser Vielfalt wollen unsere Autoren gerecht werden: Aus ihrer fachlichen und pädagogischen Erfahrung wollen sie in einer REIHE verschiedenartiger Darstellung verschiedener Schwierigkeitsgrade EINFÜHRUNG IN DIE NACHRICHTENTECHNIK vermitteln.

**Einführung in die Nachrichtentechnik**

R. OLDENBOURG MÜNCHEN WIEN

ISBN 3-486-39601-3